anno XLV - numero 5 - maggio 1973 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

DYNATRON

CARNIVAL

Mod. HFC - 36

Smaltato in nero e bianco

Mod. HFC - 37

Finito in legno di teack

Flessibilità e stile sono stati armoniosamente abbinati dalla Dynatron in un nuovo sistema modulare hi-fi stereo.
Questo attraente complesso è costituito da un amplificatore d'alta classe, un giradischi semiautomatico **Garrard** mod **SP-25S/K-111** munito di testina fonografica magnetica mono/stereo con puntina di diamante **Goldring** ed una coppia di casse acustiche ad alto rendimento.
I tre componenti sono alloggiati su un elegante tavolino munito di ruote per poterlo spostare a piacimento da un locale all'altro del vs. appartamento. Le casse sono asportabili e munite di un cavo di collegamento all'amplificatore della lunghezza di 3 metri, al fine di poterle sistemare nel locale per un miglior effetto stereo. il complesso **CARNIVAL** viene fornito in due differenti combinazioni di finitura del mobile: mod. **HFC-36** in bianco e nero satinato per un ideale accostamento all'arredamento moderno; mod. **HFC-37** impiallacciato con legno di teack per l'arredamento stile classico od antico.

Un complesso che non mancherà di entusiasmare per le sue prestazioni di vera hi-fi in stereofonia e per la sua indiscussa eleganza estetica!

CARATTERISTICHE TECNICHE
(Comuni per i due modelli **HFC-36** e **HFC-37**)

AMPLIFICATORE (stereo a transistor) - **Potenza d'uscita:** 16+16 Watt musicali, 8+8 Watt effettivi (RMS) • **Transistors impiegati:** 16+4 diodi • **Fattore di smorzamento:** 20 a 4 ohm • **Distorsione armonica:** 0,35% a livello normale d'ascolto, 1% alla max. potenza • **Risposta di frequenza:** 20 - 20.000 Hz - 3 dB • **Rapporto S/D:** ingressi registratore e radio - 65 dB; Fono magnetico - 60 dB • **Sensibilità ingressi:** Registratore e radio min. 26 mV max. 650 mV, Fono min. 4,5 mV max. 110 mV • **Uscita registratore:** min. 26 mV con 22 Kohm in serie • **Controlli di tono:** ± 10 dB a 70 e 12.000 Hz • **Loudness:** + 12 dB a 60 Hz + 4 dB a 10 KHz • **Filtro antifruscio:** — 8 dB a 10 KHz • **Comandi e controlli:** Selettore degli ingressi (Fono - Radio - Registratore); Volume; Bilanciamento; Bassi; Acuti; Loudness; Filtro antifruscio; Interruttore d'accensione; Presa per cuffia stereo a bassa impedenza con esclusione automatica degli altoparlanti.

GIRADISCHI - Semiautomatico **Garrard** mod. **SP-25** a 4 velocità • Braccio con regolazione del bilanciamento longitudinale, antiskitting e peso gravante sulla puntina della testina. Munito di dispositivi per la sua discesa frenata e di conchiglia portatestina intercambiabile • Partenza ed arresto del giradischi manuale od automatica • Testina **Goldring G850** fonografica magnetica mono/stereo con puntina di diamante.

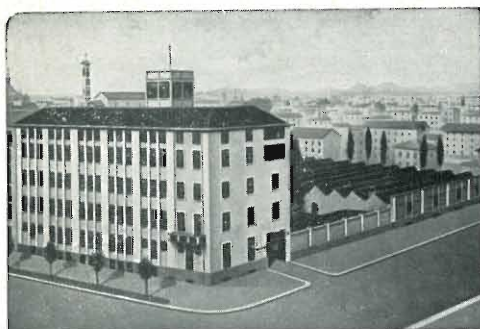
CASSE ACUSTICHE - Tipo: Baffle infinito • Sistema a due vie • Altoparlanti: un woofer da 8" (20 cm.) e due tweeter da 3⅜" (8,5 cm) • Dimensioni: 49,5 x 28 x 24 cm. • Risposta di frequenza: 40 - 19.000 Hz.

TAVOLINO (in metallo verniciato nero) - Munito di ripiani di legno con rivestimento di laminato plastico, di 4 ruote basculanti e, posteriormente, di raccoglitore per i dischi.
Dimensioni globali dei modelli **HFC-36** e **HFC-37:** cm. 83 altezza, 64 larghezza e 34 profondità,
Alimentazione: 220 V, 50 Hz.

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

International s.p.a.

20129 MILANO

VIALE PREMUDA 38/a TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30

Sede della Società

ING. S. & DR. GUIDO
BELOTTI
PIAZZA TRENTO, 8
20135 MILANO

Posta : **20135 - MILANO**
Telefoni : **54.20.51** (5 linee)
(Prefisso **02**) **54.33.51** (5 linee)
Telex : **32481 BELOTTI**
Telegrammi: INGBELOTTI - MILANO

UFFICI: C. P.
ROMA - VIA LAZIO 6 - TEL. (06) 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55 - TEL. (081) 32.32.79 - 80133

STRUMENTI
PER MISURE ELETTRICHE

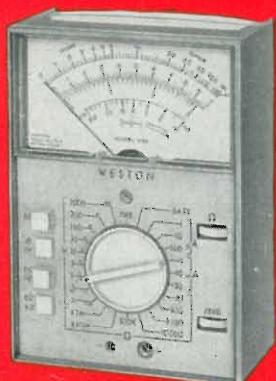



Fig. 2 - Tester portatile

Fig. 3 - Wattmetro portatile

Fig. 4 - Contatore campione portatile

Fig. 5 - Galvanometro

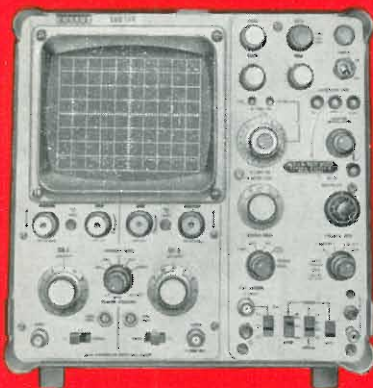



Fig. 6 - Oscilloscopio

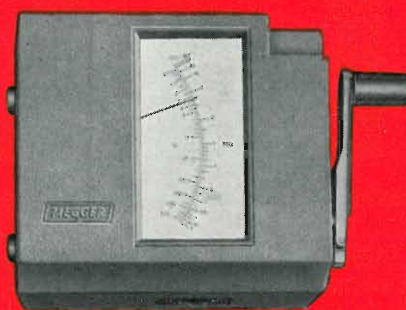



Fig. 7 - Misuratore di isolamento tascabile

Fig. 8 - Ponte per misure d'ammettenza VHF

Fig. 9 - Misuratore di terre ad azzeramento

Fig. 10 - Ponte universale per misure di resistenze capacità, induttanze R.F

Fig. 11 - Milliamperometro registratore

Il LENCO B 55 è il giradischi dell'appassionato esigente.

Caratteristiche: Portatestina in metallo, intercambiabile ed adattabile a tutte le testine in commercio; calibro in dotazione per la regolazione della puntina. La rotazione del piatto avviene mediante una ruota di trazione rettificata che scorre lungo l'asse conico del motore a quattro poli, silenzioso ed accuratamente equilibrato. La velocità del giradischi può essere regolata in modo continuo tra 30 ed 86 giri al minuto, con 4 velocità prefissate per 16 2/3, 33 1/3, 45 e 78 giri/minuto, comandate da apposita leva. Interruttore manuale il giradischi è dotato di una manopola a due scatti; il primo mette in rotazione il piatto, il secondo comanda l'abbassamento idraulico del braccio sul disco; la ruota di trazione si disinserisce automaticamente con la manopola sulla posizione OFF. Il braccio PICK-UP, montato su un sistema a bascula, per i suoi spostamenti verticali, e su cuscinetti a sfere per lo spostamento orizzontale. La pressione della testina sul disco è regolabile spostando il contrappeso posto alla fine del braccio. Il giradischi ha incorporato un dispositivo antiskating per equilibrare la forza centrifuga del braccio.

NOVITÀ LENCO 1973:

GIRADISCHI, AMPLIFICATORI, ALTOPARLANTI, ACCESSORI

Lenco Italiana S.p.A. - 60027 Osimo (AN)

Lenco Italiana S.p.A. - Via del Guazzatore 225 - 60027 Osimo (AN)

Vi prego inviarmi documentazione, senza impegno, su ....

....

Nome .... Cognome ....

Via .... n. ....

CAP .... Città ....

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 5 - maggio 1973 - anno XLV

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

Associata all'USPI (Unione Stampa Periodica Italiana)

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Prezzo di un fascicolo L. 500, abbonamento annuo per l'Italia L. 5300, estero L. 10000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 100 anche in francobolli.

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa T.E.T. - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - V. Bacchiglione 30 - Milano

Trasmissione!

Su questi teleschermi appare ogni giorno una lunga serie di programmi - riviste musicali, telegiornali, film gialli, avvenimenti sportivi, ecc. In sala regia si prendono molte decisioni, dato che alle persone che vi operano spetta la responsabilità della qualità delle immagini inviate dallo studio al ricevente.

E la ITT?

Noi siamo responsabili della perfetta qualità della riproduzione dell'immagine sia nel televisore di casa che sui monitor di questa sala regia.
Definizione eccellente, colori naturali, luminosità ottimale e lunga durata, sono la garanzia del nostro servizio.
Produciamo cinescopi in tutti i formati per il b/n ed il colore, con angoli di deflessione di 90°, 110°, 110° collo stretto e in aggiunta, tutti i relativi componenti di deflessione.

Per qualsiasi vostro problema gli applications laboratories e gli specialisti della ITT sono in grado di offrirvi la soluzione appropriata ed il giusto componente.
Il nostro è un programma completo per Voi.

Gruppo Europeo dei Componenti ITT

ITT STANDARD

Viale Europa 51/53
20093 COLOGNO MONZESE
Tel. 9127491 - 9127046
Tx. 32351 - Militts

Via Flaminia Nuova 213
00191 ROMA
Tel. 3279304 - 323671

EDITORIALE

Un invito all'industria

P. **Guidi**

Secondo gli esperti di economia, il mese di aprile ha visto confermare quella ripresa che lentamente si era manifestata — sia pure a livelli modesti — nei primi tre mesi dell'anno. Questa ripresa se verrà confermata anche per i futuri mesi porterà a un notevole passo in avanti dell'intera industria che favorita dalla svalutazione della lira rafforzerà ulteriormente la propria posizione sui mercati esteri. Ma sarà sufficiente la vicenda monetaria della lira per contare su una concorrenza sui mercati esteri?
A nostro avviso, no. E vi spieghiamo il perché in poche parole: dietro l'imponente quantità di prodotto dell'industria manifatturiera nazionale che se ne va all'estero — circa la metà dell'intera produzione come ha dichiarato di recente il ministro del Commercio Estero Matteotti — non sembra esserci una coerente politica d'investimenti per la ricerca. Siamo cioè arretrati rispetto agli altri Paesi per il settore più importante: quello della ricerca, quello che rende sempre attuale, sempre « moderna » una qualsiasi produzione industriale. E, nel nostro settore, quello dell'elettronica applicata segnatamente, non sembra che la situazione sia molto rassicurante. Occorre perciò pensare per tempo ad affiancare alla politica commerciale, una politica della ricerca. E, a questo punto, s'inserisce il nostro discorso, « nostro », in quanto riguarda da vicino il dialogo tra la nostra rivista e gli industriali. L'Antenna, in quanto mezzo di informazione qualificato a livello internazionale, chiede ai suoi interlocutori — gli industriali — una più intensa collaborazione affinché procedimenti, ritrovati e innovazioni tecnologiche — anche di livello non eccelso — vengano comunicati ai tecnici, ai professionisti del settore che — come è noto — sono nostri tradizionali lettori da sempre. Invitiamo i nostri amici industriali a rinnovare a l'Antenna la fiducia e la collaborazione che da tempo esiste, intensificando un rapporto che non può non giovare all'industria e ai lettori della rivista. La nostra rivista offre ampio spazio a quanti degli operatori economici del settore vorranno inviare un'informazione aggiornata di ciò che nella ricerca applicata essi hanno attuato; la rivista ha molti abbonati all'estero e, nel limite del suo ruolo (non così modesto come alcuni credono) può contribuire a migliorare l'immagine dell'industria italiana all'estero. Ma, oltre che all'estero, poiché l'industria italiana « soffre » di un complesso di sfiducia, proprio sul mercato interno una migliore informazione può contribuire a migliorare il rapporto tra produttori e consumatori del campo dell'elettronica applicata.

Rivelazione sincrona nei radioricevitori - parte I

Pat Hawker - a cura di G. Rebora

Ultimamente vi è stato un continuo aumento dei più svariati tipi di rivelatori sincroni o coerenti nelle comunicazioni radio, nei trasmettitori circolari e nella strumentazione. Da oltre dieci anni si fa uso del rivelatore a prodotto nei ricevitori: rivelatori sincroni sono utilizzati nei decodificatori stereo e della televisione a colori. Vi è ora un aumentato interesse fra i radioamatori per i ricevitori « a conversione diretta » in alternativa a quelli del tipo convenzionale.

La disponibilità sul mercato di circuiti integrati come rivelatori da aggancio di fase testimonia l'aumentato interesse per questa tecnica.

Di più, i vantaggi della demodulazione sincrona quando applicata ai segnali televisivi a banda laterale soppressa ha condotto allo sviluppo di speciali rivelatori sincroni per i ricevitori ripetitori di alta qualità. In un prossimo futuro sembra possibile che il « controllo di fase » e le tecniche associate apriranno la strada ad una più ampia utilizzazione della trasmissione a doppia banda con portante soppressa per radiomobili, tramettittori circolari in S.S.B. o a banda relativamente stretta V.H.F./M.A. La potenzialità di un tale sistema noto come « biaural » rivelatore sincrono a portante esaltata, che sarà descritto nella 2ª Parte, è già stata lungamente provata in certe zone. Questa lista potrebbe essere allungata, ma nell'elencazione tecnica, vi è il pericolo di sottovalutare l'inflessibilità dei sistemi di trasmissioni circolari e standard, risultante dalla grande massa di utilizzatori degli attuali sistemi. Indipendentemente dai molti vantaggi attribuiti alla rivelazione sincrona non si può tacere che la rivelazione con il semplice diodo e il ricevitore supereterodina hanno i giorni contati. Nondimeno il tempo è maturo per rivedere, in termini non matematici, certi aspetti del crescente interesse per la rivelazione sincrona e sottolineare come ciò possa influenzare lo sviluppo dei ricevitori per trasmissioni circolari e per radioamatori. Una delle caratteristiche più attrattive del rivelatore sincrono ad aggancio di fase e la sua flessibilità; infatti esso può essere destinato alle seguenti trasmissioni: M.A., S.S.B., D.S.B.S.C., M.F., N.B.M.F., C.W.eR.T.T.Y. (radiotelescriventi). Inoltre è stato dimostrato che il rivelatore sincrono fornisce prestazioni ottime riguardo il segnale/disturbo per livelli di segnale molto bassi, laddove il rivelatore a diodo è notoriamente inefficiente (Fig. 1). Per bassi rapporti s/n il rivelatore di inviluppo distorce o può perdere il segnale. Il rivelatore sincrono conserva il rapporto s/n e così rende possibile l'uso di un'efficace manipolazione del segnale dopo la rivelazione, permettendo la ricostruzione mediante integrazione di certi tipi di segnale anche se sommersi dal rumore. Per le trasmissioni circolari, l'attrazione della rivelazione sincrona è la flessibilità che vengono ad assumere i ricevitori aprendo la strada all'uso di differenti modi. Inversamente, studi eseguiti dalla B.B.C. - Dipartimento delle Ricerche in collaborazione con la B.B.C. e I.B.A. – hanno chiarito i problemi pratici sorti nell'adozione della rivelazione sincrona nei semplici ricevitori portatili. Essi hanno dimostrato che i benefici marginali sull'a.m. difficilmente compenserebbero l'utilizzatore del maggior costo e consumo di batterie. Chiaramente certe forme di rivelazione sincrona saranno fondamentali se all'utilizzatore sarà offerto un risparmio di spazio nello spettro di frequenze, tali come la S.S.B. e la banda relativamente stretta V.H.F./M.F.

Le prestazioni del rivelatore a diodo possano essere migliorate per i segnali deboli mediante la tecnica della portante esaltata, che può essere vista come una forma di rivelazione sincrona. In questo sistema una portante generata localmente è sommata al segnale in arrivo per fare sì che il rivelatore a diodo lavori ad un sufficiente livello.

La rivelazione sincrona è fondamentalmente un processo lineare di conversione di frequenza. Il segnale R.F. o F.I. è messo in battimento con un segnale avente la stessa frequenza originale e quindi fatto passare attraverso un filtro passabasso onde rimuovere le residue componenti di v.f., in tal modo i prodotti di modulazione sono riconvertiti alle loro frequenze originali. Onde migliorare il campo dinamico e limitare il numero di prodotti (di frequenze) indesiderati si può utilizzare il metodo del bilanciamento.

Quando il segnale R.F. in arrivo è applicato al rivelatore sincrono, senza essere primo traslato alla frequenza intermedia, si ha il sistema frequentemente chiamato « conversione-diretta » Fig. 2.

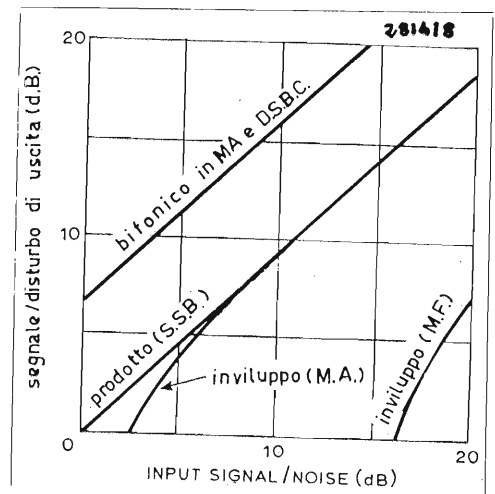



Fig. 1 - Effetto dei demodulatori sul rapporto segnale/rumore.

Fig. 2 - Schema tipo per un ricevitore a conversione diretta.

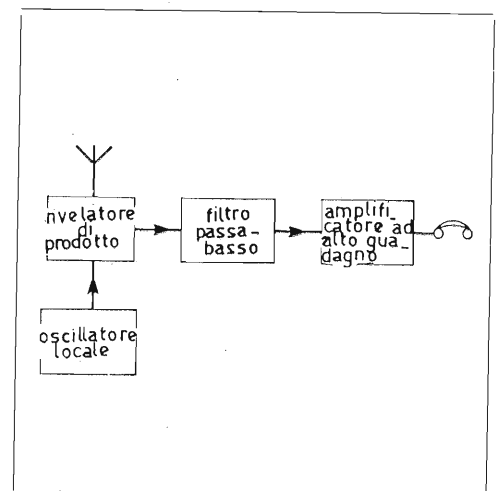
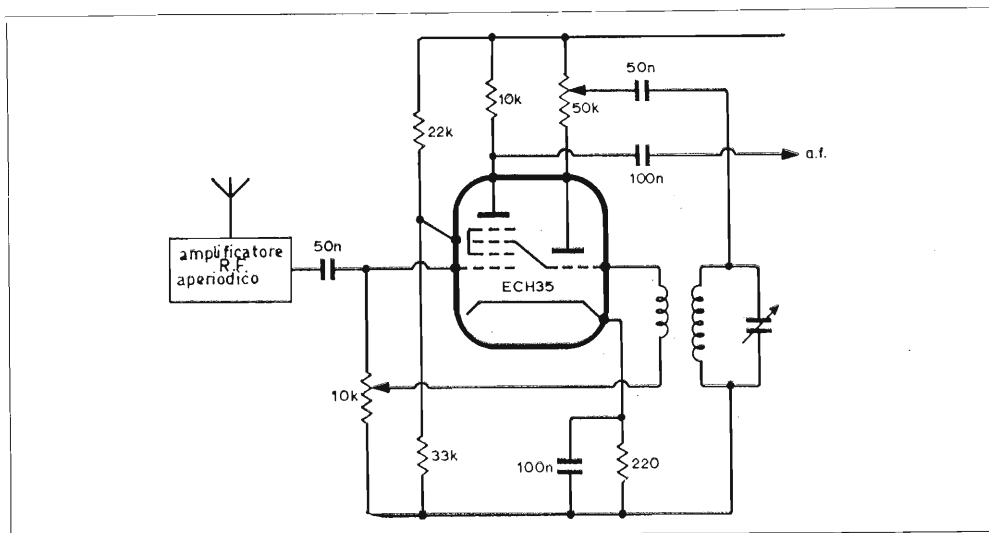
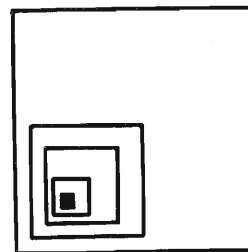
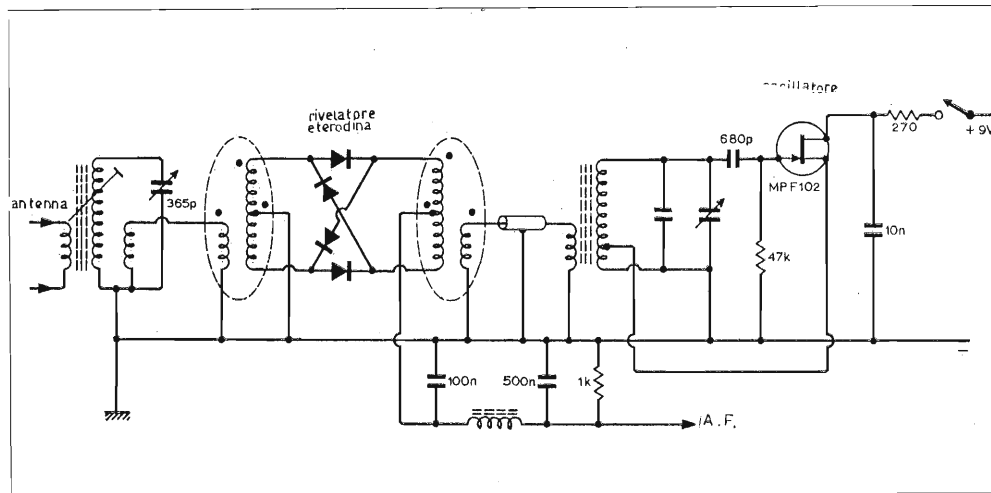



Fig. 3 - Rivelatore mixer Synchrodyne descritto da Tucker nel 1847.

Fig. 4 - Rivelatore ad anello doppio bilanciato con oscillatore locale del ricevitore a conversione diretta di Hayward e Bingham, sui 3,5 MHz.

Una portante è necessaria sia per la rivelazione ad inviluppo o a prodotto; questa portante può essere trasmessa unitamente alle bande laterali, come in M.A., oppure generata localmente e inserita nel ricevitore per il sistema di portante soppressa. Ogni differenza in frequenza fra la portante inserita e la portante originale porta ad uno spostamento di frequenza nel segnale d'informazione. Le analisi hanno dimostrato che per la voce l'entità dello spostamento di frequenza, che può essere tollerata dipende dalla direzione nella quale avviene lo spostamento e dal rapporto s/n; ma in sostanza uno spostamento di circa 100 ÷ 300 Hz non degrada seriamente l'intellegibilità della parola particolarmente per un orecchio abituato.

Così per la fonia in S.S.B. è comune pratica l'usare la rivelazione sincrona nella forma più semplice di rivelatore a prodotto e di un oscillatore libero per la inserzione della portante. Per la ricezione della musica, una più stretta coincidenza di frequenza fra la portante di trasmissione e la portante di ricezione è necessaria, all'incirca 2 Hz o anche meno. Una tolleranza ancora più stretta è richiesta per certi tipi di trasmissione in S.S.B. come la forma « Lincompex » o la telegrafia « Piccolo ».

Se la S.S.B. fosse ampiamente utilizzata per le trasmissioni circolari, un rivelatore a prodotto convenzionale del tipo usato nei ricevitori per comunicazioni sarebbe non utilizzabile. Si dovrebbe utilizzare una delle più complesse forme di rivelazione sincrona con la reinserzione della portante, virtualmente in coerenza di fase con la portante originaria, o in alternativa prevedendo un sistema di a.f.c. L'utilizzazione di un a.f.c. nel sistema con la portante soppressa per livelli estremamente bassi presenta chiaramente delle difficoltà, ma un recente suggerimento di Villard dimostra che il controllo ad aggancio di fsse e/o le tecniche del passaggio per il livello zero potrebbero essere usate, almeno nelle applicazioni per comunicazioni.

Per la rivelazione sincrona di trasmissione a portante soppressa in M.A. o a doppia banda laterale si hanno due principali strade. Un ricevitore moderno per comunicazioni equipaggiato con un buon filtro S.S.B. a cristallo o meccanico può separare la D.S.B. filtrando una banda

laterale e la portante se presente e quindi presentare ad un rivelatore a prodotto convenzionale il segnale come S.S.B. In un tale sistema si avrebbe la perdita dei vantaggi potenziali, che sorgono dalla demodulazione coerente delle due bande laterali, includendo la maggior insensibilità ai segnali interferenti in banda stretta. Haviland ha messo per chiaro che se si vuol valutare esattamente la « figura di merito » di differenti sistemi di modulazione, bisogna tenere in conto il tipo di rivelazione utilizzato nel ricevitore e le sue prestazioni in condizioni di interferenza casuale. Onde sfruttare la presenza delle due bande laterali noi dobbiamo utilizzare una portante pienamente coerente nella fase; cioè a dire che la portante localmente generata deve avere una relazione di fase entro pochi gradi con la portante in arrivo. Come detto precedentemente, si ottengono in M.A. simili benefici utilizzando una portante sì da realizzare la rivelazione a portante esaltata. Un oscillatore locale accordabile o controllato a cristallo non può essere mantenuto in relazione di fase così stretta se non applicando un controllo di sincronizzazione. Nella sua forma più semplice la sincronizzazione può essere realizzata applicando una parte della portante, se disponibile, in arrivo ad un oscillatore fuori fase o libero.

(Anche nel sistema a portante soppressa una debole portante può essere disponibile dopo un accurato filtraggio). Questa strada forma il fondamento del ricevitore del Tucker detto «synchrodyne» o « a conversione diretta ».

Tali progetti hanno mostrato che praticamente l'effettiva coerenza di fase può essere normalmente raggiunta iniettando una parte del segnale in arrivo all'oscillatore locale che viene così controllato. Questa tecnica era conosciuta da molti anni, ma il Tucker ha dimostrato che essa può fornire una soddisfacente base per ricevitori per trasmissioni circolari di varia complessità, rivelando il segnale R.F. in arrivo direttamente senza alcuna amplificazione a frequenza intermedia. (La maggiore parte della tecnica utilizzata nella conversione diretta nei ricevitori per radioamatori era stata presagita dagli articoli di Tucker e dalla loro discussione).

Il ricevitore « synchrodyne » consiste quindi in un possibile amplificatore a R.F., in uno stadio convertitore di frequenza (rivelatore a prodotto più l'oscillatore locale sincronizzato), in un filtro audio post-rivelatore, il quale determina la selettività del ricevitore, seguito da un amplificatore audio ad alto guadagno. Esso costituisce una forma di ricevitore « lineare » (R.F.), ma, a causa della sua forma lineare di rivelazione, permette che la selettività sia governata dal filtro audio senza problemi di modulazione incrociata e saturazioni che avvengono allorquando si utilizza un ricevitore convenzionale.

Nei suoi articoli, il Tucker ha presentato ricevitori che utilizzano varie forme di rivelatori sincroni: un semplice convertitore di frequenza triodo-esodo (Fig. 3); un rivelatore ad anello doppiamente bilanciato; e un rivelatore a quattro diodi bilanciato del tipo Cowan. Almeno uno di questi ricevitori è stato esposto nelle Mostre Radio Londinesi nel primo dopoguerra ed un certo numero costruito in casa. Alcuni costruttori hanno avuto difficoltà nell'assicurare l'esatta sincronizzazione dell'oscillatore locale; altri hanno scoperto la criticità dell'accordo a causa dei fischi che si venivano a ingenerare. Per quanto l'autore abbia cercato non trovò nessun modello commerciale.

Fra la corrispondenza nata a quel tempo vi fu il suggerimento di Apthrope, che doveva essere possibile sincronizzare l'oscillatore usando una frequenza doppia

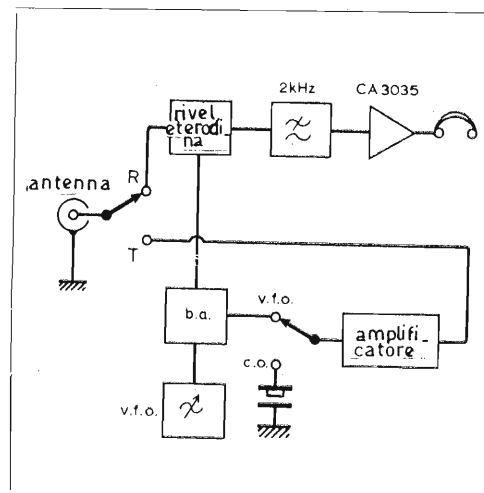



Fig. 5 - Semplice rice-trasmettitore utilizzante lo stesso oscillatore per la rivelazione sincrona e per il v.f. del trasmettitore.

Fig. 6 - Filtro audio di elevate caratteristiche progettato da P.G. Martin, da usarsi nei ricevitori a conversione diretta.

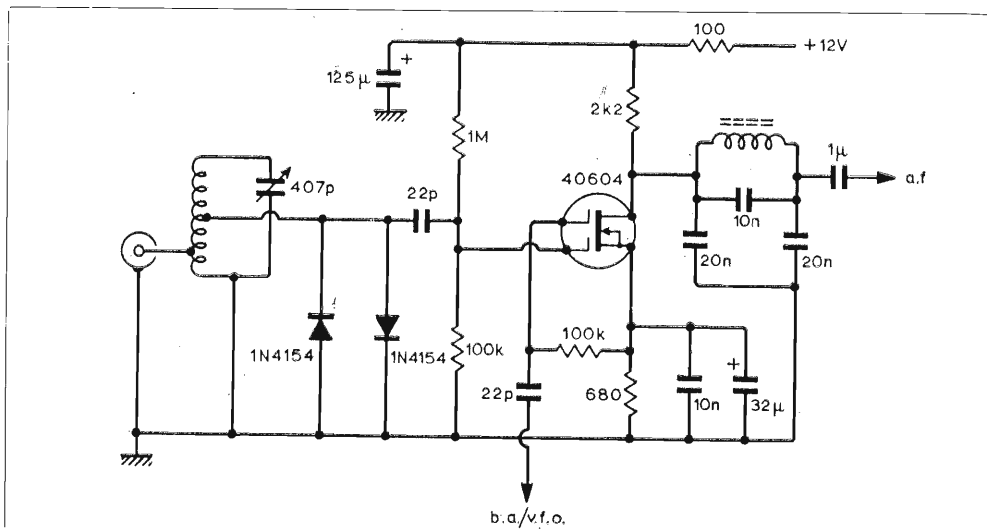
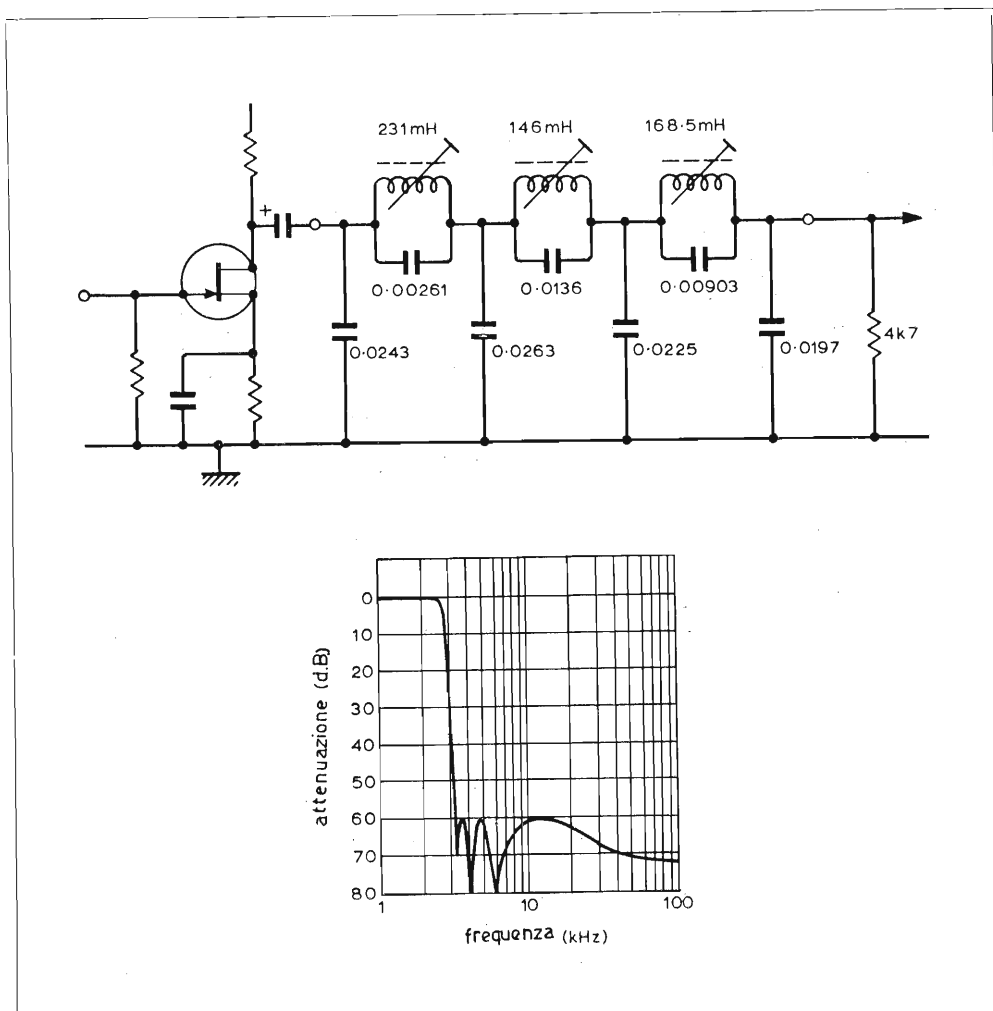
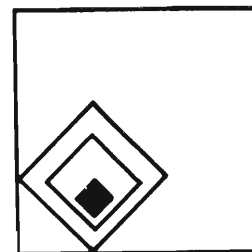



Fig. 7 - Mosfet a due porte rivelatore eterodina utilizzato nel rice-tras. Ten-Tec.

rispetto a quella della portante. Un tale segnale poteva essere derivato mediante rettificazione a piena onda di una parte del segnale in arrivo. Questa tecnica è stata recentemente rispolverata, come alternativa al controllo di fase, da Macario nella sua analisi di rivelatori sincroni per R.F. e V.H.F./D.S.B.S.C.

Il periodo del « synchrodyne » ha anche prodotto un altro suggerimento: che una banda laterale potrebbe essere sfasata mediante l'uso della tecnica delle due fasi in quadratura. Questo sistema era stato prima usato da Costas (vedi più avanti) ed applicata da un certo numero di radioamatori per i loro ricevitori di alta qualità a « conversione diretta ». Indubbiamente il « synchrodyne » era un altro esempio di una tecnica più avanzata della tecnologia; una sua più ampia diffusione doveva attendere lo sviluppo dei dispositivi a semiconduttori. Lo sviluppo fu anche influenzato dal sopraggiungere dei radioamatori con la S.S.B. ed il maggior uso delle tecniche di fasatura per i generatori S.S.B. e di demodulazione aggiuntive. Villard illustrò l'uso del rivelatore bilanciato a prodotto destinato a rendere più operativo l'uso di un filtro audio post-rivelazione e la sua idea ha formato la base per il primo semplice ricevitore a conversione diretta presentato da White destinato alla ricezione di segnali C.W. e S.S.B. I demodulatori del tipo a controllo di fase per una sola banda laterale non raggiunsero mai un ampio uso a causa dello sviluppo dei filtri a cristallo e meccanici per S.S.B. molto efficaci, ma un certo numero fu illustrato includendo molti della General Eletric (U.S.A.), tali come il « Signal Slicer ».

Ma il più potente difensore del sistema sincrono e dei ricevitori a conversione diretta durante il 1950 fu indubbiamente J.P. Costas della General Electric. Nel numero di Dicembre del 1956 del Proc. I.R.E., dedicato esclusivamente alla S.S.B. attaccò l'opinione comune dimostrando che il principale argomento a favore della S.S.B. era basato sulla rivelazione convenzionale e non sarebbe stato valido se i ricevitori avessero utilizzato pienamente la rivelazione sincrona. Egli sottolineò, come il Tucker aveva già fatto, i vantaggi della conversione diretta è fornì certi dettagli di ricevitori sperimentali di elevate prestazioni (e chiaramente molto

complessi) come l'AN/FRR-48 (XW-1). Questa complessità era molto grande a causa dell'uso di un sintetizzatore di frequenze di quel periodo; egli inoltre usò una rivelazione sincrona a due fasi, agganciando in fase l'oscillatore locale mediante l'uso di un discriminatore di fase. Il Costas dimostrò che i ricevitori a conversione diretta eliminano il problema fondamentale dei ricevitori supereterodina che è la frequenza immagine, come pure l'opportunità di usare un filtraggio economico dopo la rivelazione onde ottenere una estrema selettività. Indipendentemente dall'attacco alla S.S.B., il Costas difensore della D.S.B.S.C. e dei ricevitori a conversione diretta con controllo di fase, ebbe poco effetto immediato. Ancora oggi la S.S.B. ha credito come il sistema di comunicazione a più alta efficienza e un più economico uso dello spettro di frequenze. Ambedue le questioni sono aperte al dibattito.

Nondimeno il semplice ricevitore a diretta conversione, il quale non raggiunge la coerenza di fase, incomincia ad attirare l'attenzione degli amatori autocostruttori non disposti all'aumentato prezzo dei ricevitori per la ricezione della S.S.B. - K. Spaargaren (PAOKSB) ha descritto un semplice ricevitore a stato solido per la frequenza di 3,5 MHz utilizzante cinque transistori bipolari e un singolo demodulatore bilanciato. Questo progetto è stato ristampato in U.K. ed ha attirato considerevole interesse. Nell'anno seguente, due amatori americani Hayward e Bingham hanno presentato un progetto utilizzante quattro diodi « hot-carrier » come demodulatore ad anello con un f.e.t. come oscillatore locale (Fig. 4). Contemporaneamente Charles Bryant (GW3SB) ha dimostrato che, per scopi amatoriali, il ricevitore a conversione diretta forma una base per un semplice ricetrasmettitore perchè, a differenza della supereterodina, l'oscillatore ha virtualmente la stessa frequenza usata dal trasmettitore. Questa strada è stata seguita da un certo numero di radioamatori e costituisce il principio di funzionamento di un ricetrasmettitore a basso prezzo denominato « Ten-Tec » (Fig. 5 e 6).

Molti radioamatori hanno scoperto che un semplice ricevitore a conversione diretta può fornire prestazioni paragonabili a quelle di una supereterodina di prezzo medio, particolarmente quando si usi un rivelatore eterodina bilanciato ed un oscillatore locale con buona stabilità e demoltiplicato. La selettività di un buon ricevitore a conversione diretta è attribuita al progetto del filtro passa basso dopo il rivelatore: in fig. 7 è la curva di risposta di un filtro S.S.B. progettato da P.G. Martin (G3PDM) con un fattore di pendenza (6 ÷ 60 dB) di 1,18 con frequenza di taglio a 3 kHz e attenuazione finale di 75 dB.

Teoricamente non vi è la necessità di circuiti accordati ad alta selettività o amplificazione in R.F. prima del « mixer », purchè questo sia del tipo a basso rumore come quello che utilizza i diodi Schottky. In pratica è però consigliabile inserire un ragionevole grado di selettività per il segnale e uno stadio a basso guadagno onde prevenire il sovracarico del rivelatore a causa di intensi segnali locali ed eliminare risposte spurie che possono provenire dalle armoniche dell'oscillatore locale. Realizzando il rivelatore perfettamente lineare quella è l'unica forma di risposta spuria, la qual cosa rappresenta un notevole vantaggio rispetto la semplice supereterodina. Molti progetti sono apparsi in pochi anni sulla stampa per i radioamatori. Nella generalità, tali progetti sono normalmente presentati come utilizzabili per la ricezione della S.S.B. e C.W.; certe possibilità di ricezione per la M.A. sono raggiunte con l'uso di oscillatori stabili o facendo lavorare il rivelatore con la portante esaltata.

Tutti questi sviluppi hanno sottolineato la funzionalità dei ricevitori a conversione diretta, anche quando questi sono di estrema semplicità. Nella 2ª parte si discuterà come le prestazioni possano essere migliorate mediante l'uso della tecnica delle due fasi in quadratura e indicherà come la rivelazione sincrona possa essere applicata alla ricezione delle trasmissioni circolari mediante l'uso dei demodulatori a controllo di fase e si sottolineerà le funzioni e i vantaggi della rivelazione sincrona « bi-aural ».

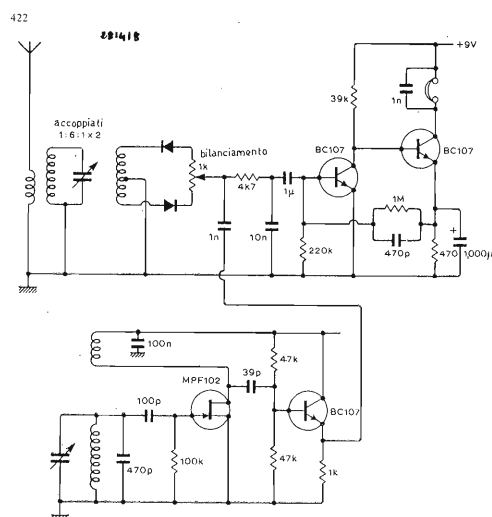
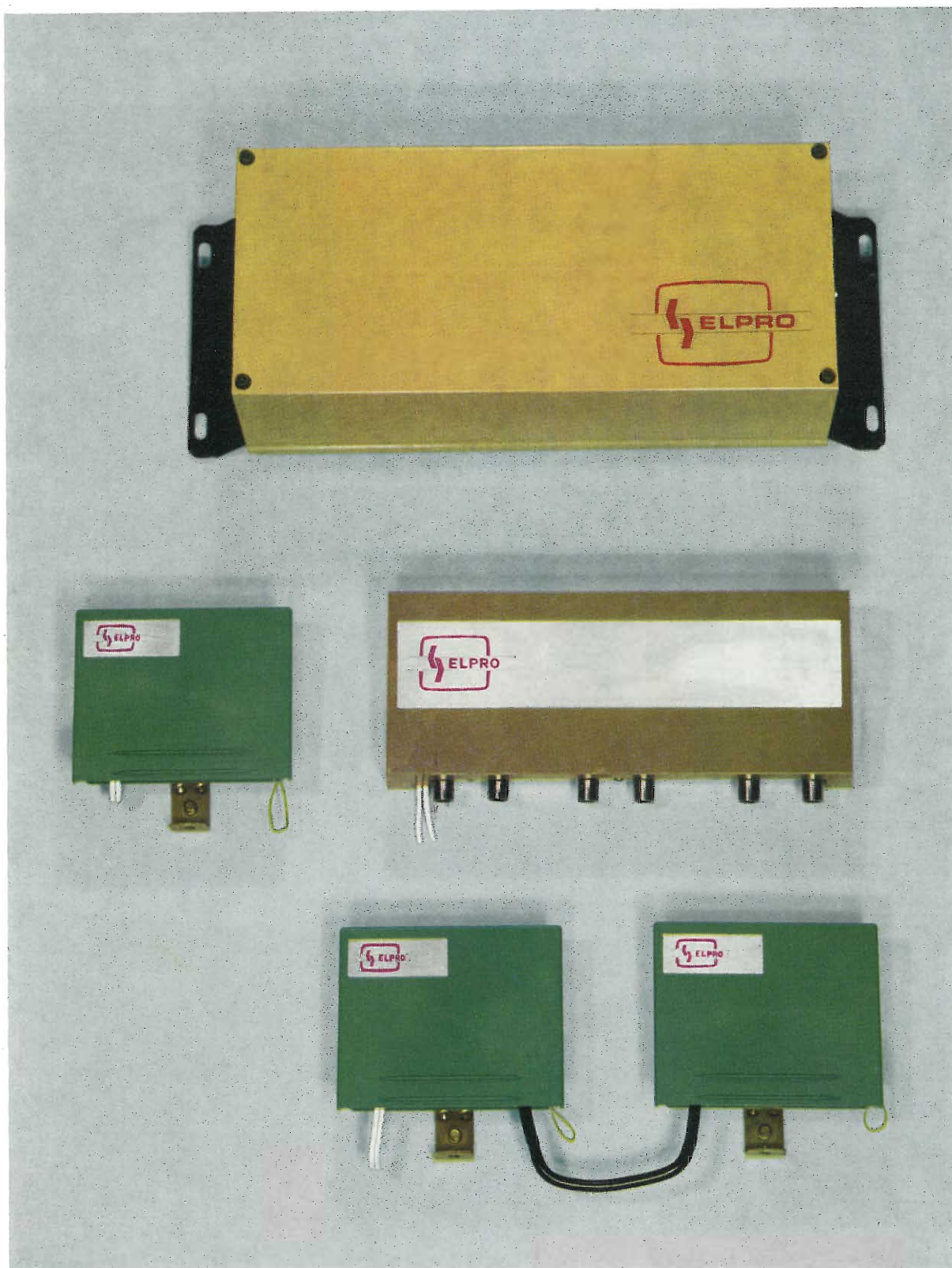



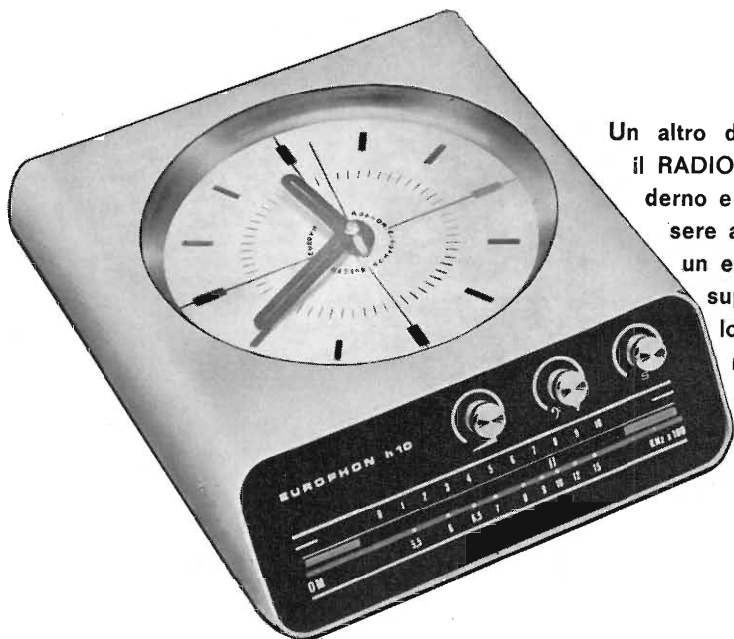
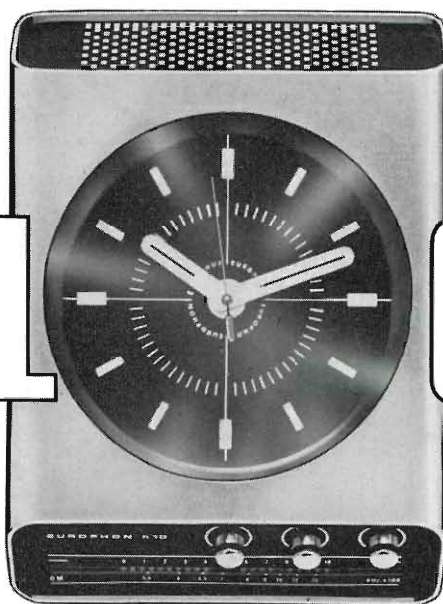
Fig. 8 - Più semplice di così! - Un ricevitore a conversione diretta sui 3,5 MHz progettato da K. Spaargaren.

(continua)

da Wireless World - settembre 1972

GRUNDIG

simbo

o d'avanguardia !

Ora, nei TV COLOR GRUNDIG TD, si può telecomandare tutto.
Con il « Teledirigent » ad ultrasuoni si accende e si spegne l'apparecchio e si regola il contrasto colore, la luminosità ed il volume sonoro rimanendo comodamente seduti in poltrona.
Sono grandi vantaggi che il pubblico apprezza e valuta nella scelta di un televisore.

Un altro dei radioricevitori « special » dell'Europhon: il RADIOROLOGIO. Realilzzato in un piacevole, moderno e funzionale design, offre la possibilità di essere agevolmente fissato su parete o di diventare un elegante e pratico sopramobile su qualunque superficie. Accoppia una radio OM ad un orologio elettronico di grande precisione. L'alimentazione avviene mediante piccole batterie, ma a richiesta il RADIOROLOGIO può essere collegato alla corrente alternata attraverso un alimentatore. Misura centimetri 23 x 32 x 9,5.

EUROPHON

Richiedere cataloghi e listini gratuiti a: EUROPHON - Via Mecenate 86 - 20138 Milano

L'intercettazione

F. Soresini

I recenti gravi fatti di intercettazione telefonica e di spionaggio per mezzo di microfoni, eventi che hanno fatto gridare allo scandalo e condotto in prigione noti personaggi della sfera degli investigatori privati, hanno reso di attualità l'argomento dell'intercettazione clandestina o no. Con il presente articolo, l'Autore vuole dare al grande pubblico l'idea di come l'informazione segreta possa essere realizzata, per soddisfare la curiosità destata da un soggetto largamente sfruttato nei romanzi gialli polizieschi e nei lavori cinematografici ispirati allo spionaggio. L'articolo non può certo trattare dettagliatamente il complesso argomento, perciò consigliamo ai lettori interessati a maggiori informazioni la lettura dei due volumetti « Spionaggio elettronico » e « Controspionaggio elettronico » editi dalla Casa Editrice « il Rostro ».

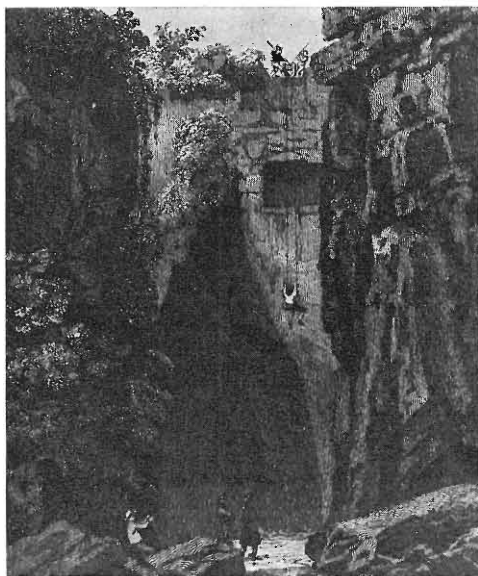
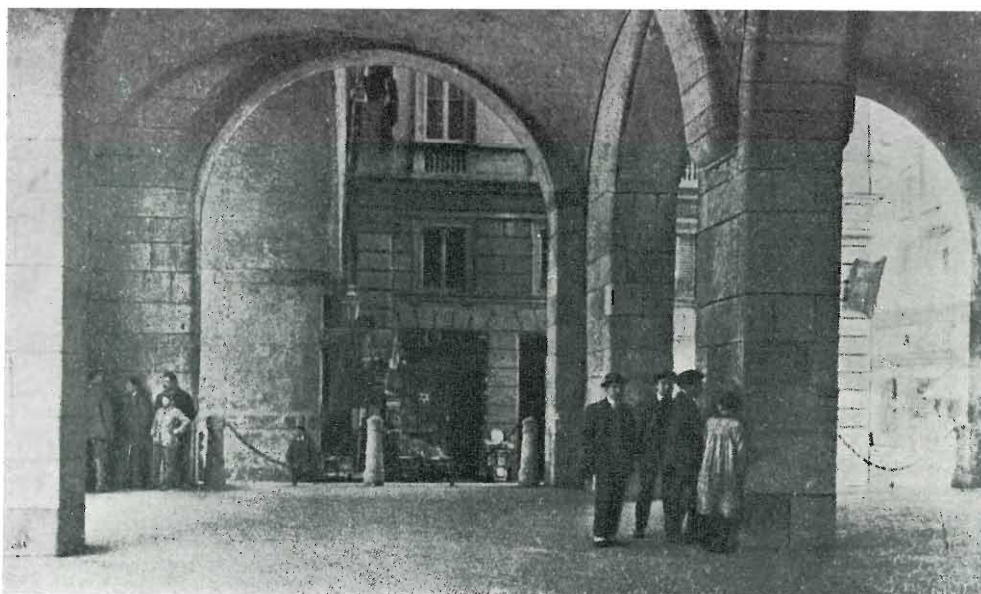
Fig. 1 - Il celebre « orecchio di Dionisio » nei pressi di Siracusa. È una grotta artificiale lunga m 65, alta 23, che termina in alto ad arco acuto e con pianta a S. Il nome, dovuto alla forma, gli fu dato dal Caravaggio (1586) e dal nome derivò la leggenda che Dionisio l'avesse fatto costruire come carcere per spiare dall'alto quanto i prigionieri dicevano, infatti la grotta riecheggia, ampliandolo smisuratamente, qualunque suono, anche il più lieve.

La intercettazione delle informazioni epistolari, verbali, telegrafiche, telefoniche, di dati è come concetto, cosa vecchia quanto l'umanità.
Si tratta sempre di interferire sul mezzo vettore delle informazioni, sia esso un messaggero umano, un colombo viaggiatore, una linea di collegamento ottico, un conduttore telegrafonico, una onda hertziana.
Lo dimostra il fatto che i messaggeri postali della antichità già erano latori di informazioni redatte - assai spesso - in forma criptografica e lo sviluppo che tale concetto ebbe, non solo in campo militare, ma anche in quello civile ed... amoroso (si pensi alla letterina scritta col succo di limone!) indica quanto l'altrui curiosità sia sempre stata viva.
Si intende: c'è curiosità e curiosità.
Da quella nefasta per ricattare (che dovrebbe essere esemplarmente punita) a quella patologica dell'individuo curioso per natura delle faccende altrui, da quella indispensabile in caso di guerra a quella materna che spinge a controllare le lettere e le telefonate della giovane figlia.
L'intercettazione delle comunicazioni nemiche in caso di guerra serve per la difesa del Paese. Vi sono esempi eroici. Basti ricordare la giovanissima telegrafista Juliette Dodu che nel 1870 divenne un'eroina per un abusivo collegamento fatto sulle linee prussiane durante il conflitto fra Francia e Germania, per giungere al primo conflitto mondiale dove rifulse l'eroismo di quanti collaborarono al servizio di intercettazione telefonica, che tanta parte ebbe per la conclusiva vittoria.
Ma lo Stato, la società, vanno difesi anche in tempo di pace ed ecco perché possono nascere necessità di intercettazione: tutto sta nella misura e nel modo con cui tali compiti vengono attuati.
Solo considerando la necessaria tempestività dell'intervento, potranno essere meglio dimensionate le considerazioni su una necessità che può sembrare un abuso.
Sta di fatto che chi è « in regola » non ha niente da nascondere.
Ma parliamo dei metodi.
Nelle telecomunicazioni via filo, l'involontaria intercettazione di comunicazioni altrui può derivare da errori degli organi di autocommutazione delle centrali o da fenomeni di induzione fra linee adiacenti, fenomeno, questo, chiamato « diafonia » e misurabile in decibel, disturbo che si cerca di eliminare schermando opportunamente le linee o disponendo le stesse in maniera che i fenomeni induttivi si elidano.
Dal principio fisico di questo disturbo si sono studiati dispositivi di pratica utilità.
Il più antico, relativamente, è il « cerca cavi », costituito da una bobina (di alcune migliaia di spire di sottilissimo filo avvolti su un nucleo di ferro) connessa ad un amplificatore con cuffia di ascolto. Quando si desidera conoscere il tracciato del percorso di un cavo immurato od internato, del quale non esista la planimetria, si collega una coppia di fili del cavo in cortocircuito ad un estremo, mentre l'altro estremo si collega ad un generatore di segnali.
Con la bobina si rileva il segnale indotto dal cavo e seguendo il « massimo suono » con la bobina, si finisce col conoscere il percorso del cavo stesso.
È chiaro che un dispositivo del genere

Fig. 2 - Pilastro « trasmettitore » e pilastro « ricevitore » del porticato del Palazzo della Ragione a Milano. Parlando a debole voce in un punto è possibile essere percepiti a distanza. Pare che i commercianti che vi si radunavano carpissero le notizie altrui senza farsene accorgere.

può servire anche - potenzialmente - per la intercettazione senza manomettere la linea da intercettare.
Sullo stesso principio sono basati tutti gli amplificatori telefonici di utente utilizzabili da chi desidera ascoltare l'interlocutore in altoparlante (per avere le mani libere dal microtelefono), così come anche per registrare una telefonata su nastro.
Si tratta, in questo caso, di bobine di rilevamento fissabili con una ventosa all'apparecchio telefonico od incassate in un basamento su cui disporre l'apparecchio stesso.
L'induzione fra la bobina del telefono e quella esterna fornisce il segnale da amplificare per ascoltare o registrare.
Simile dispositivo, se utilizzato all'insaputa dell'utente, può esso pure, servire per la intercettazione.

Si intende che l'intercettazione più semplice è quella di derivarsi sulla linea dell'utente o fare uso delle correnti di perdita nel terreno (era il caso della intercettazione militare) utilizzando il segnale utile fra due prese di terra lontane ed emplificandolo.

Inversamente, la contro-intercettazione inviava nel terreno segnali spurii che coprissero quelli eventuali utili per il nemico.

Altro modo, sempre in guerra, era di disporre nottetempo, sensibili microfoni

Fig. 3 - La « Scytala ». Erodoto racconta che i messaggeri di Sparta utilizzavano un dispositivo criptografico, detto « Scytala » costituito da un bastone avvolto da un nastro di cuoio o papiro sul quale erano scritte le comunicazioni. Questo nastro avvolto su un bastone di diametro opportuno, oppure svolto, non presentava che dei caratteri disposti senza apparente ordine, ma appena il destinatario lo avvolgeva su un bastone di particolare diametro che esso solo, con il mittente possedeva, riusciva ad affiancare le spire del nastro in modo tale da rendere intelligibile il testo. Estratto da: Paulian: La Poste aux lettres - Hachette, 1887.

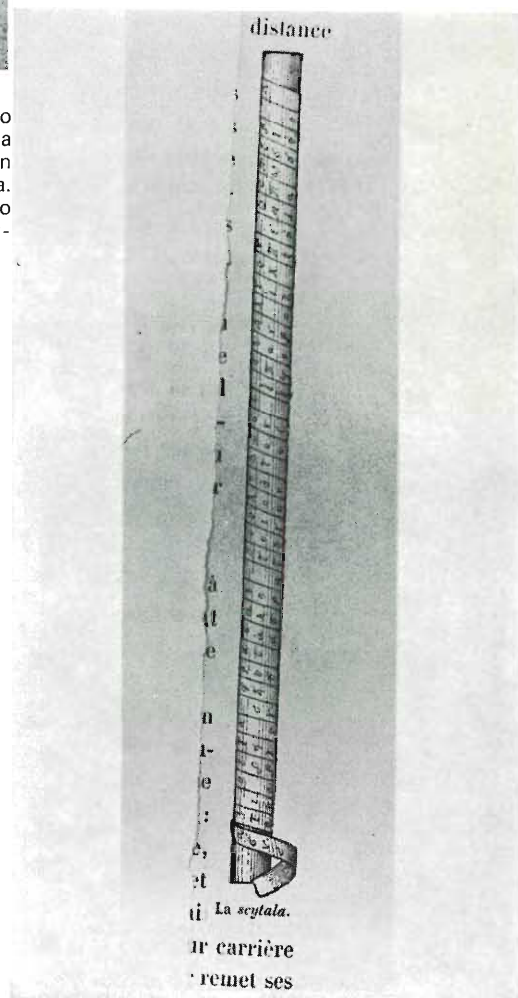
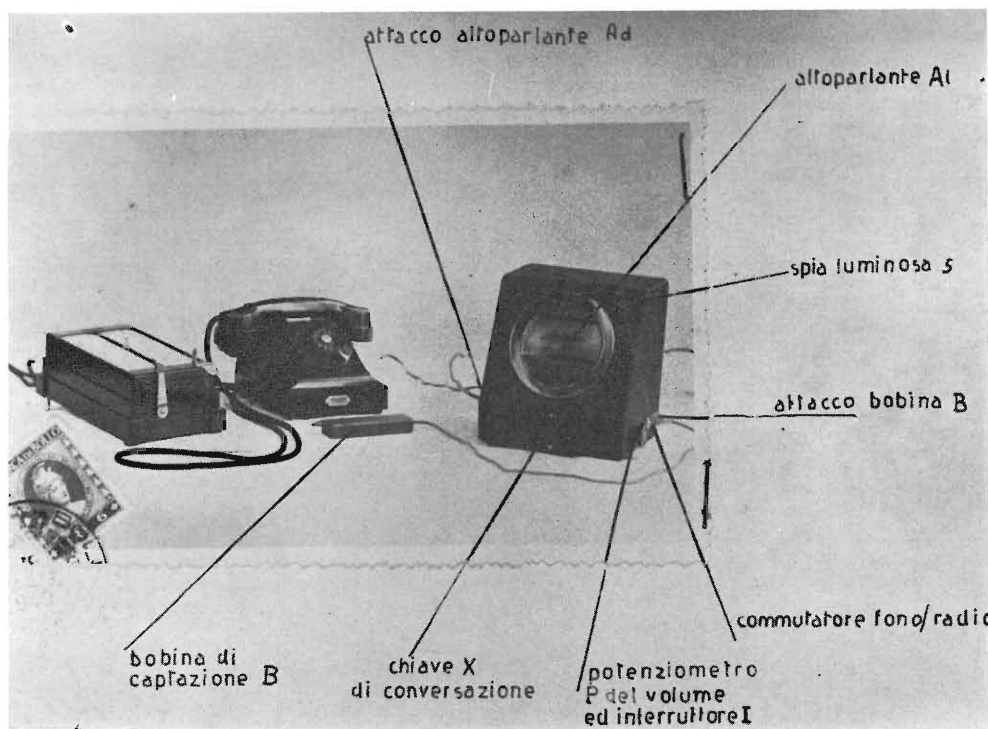
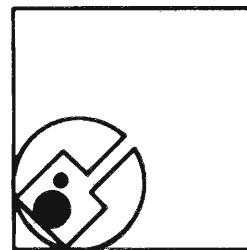



Fig. 4 - Il « Cerca cavi », il complesso bobina di captazione, amplificatore più cuffia permetteva di reperire un cavo immurato od interrato del quale non era nota la disposizione.

Fig. 5 - Uno dei primi amplificatori telefonici di utente, ad induzione. Realizzato nel 1949 non ebbe al momento successo. La bobina di captazione veniva avvicinata all'apparecchio telefonico.

nella vicinanza delle trincee nemiche.
Così, anche al presente, un metodo che può essere utilizzato è quello di disporre un microfono mascherato in un locale del controllato.
È questo il più vecchio sistema di ascolto che si può ricollegare al famoso sistema che porta il nome di « orecchio di Dionisio », una grotta naturale vicino a Siracusa, utilizzata, attorno al 300 a.C., per carpire i discorsi dei prigionieri, discorsi che, raccolti dalla gola nella roccia, venivano percepiti a distanza.
Si possono ricordare a tal proposito apposite costruzioni architettoniche capaci di carpire a distanza, i discorsi emessi in un luogo diverso, valga ad esempio la Villa Simonetta di Milano e la Loggia dei Mercanti, sempre a Milano.
Anche nei primi tempi della invenzione del telefono (1876) se ne fece utilizzo, a Nuova York, per sventare un delitto disponendo un microfono segretamente nella cella di due arrestati che fecero così sentire le proprie confidenze, ignari del telefonico trabocchetto.
Si possono collegare al metodo anche i telemicrofoni, veri e propri « cannocchiali » per il suono che si dispongono a distanza, direzionalmente, rispetto alla fonte da intercettare, anche i vetri di una finestra (che vibrano con i suoni emessi nel locale).
Con l'avvento della radio, l'intercettazione divenne assai facile ed era questo l'appunto che si faceva agli albori marconiani all'utilizzo delle radioonde anziché dei conduttori.
Ma vennero i sistemi direttivi ed i dispositivi di segreto, là dove necessari.
La radio è stata un valido mezzo di spionaggio, basti pensare ai piccoli trasmet-

Fig. 6 - Ascolto con geomicrofono in galleria a 37 metri di profondità. Tale dispositivo serviva per udire scoppi di mine da scavo in profondità, per individuarne la posizione. Simili sensibili microfoni potevano essere utilizzati per percepire, una volta dispositi in vicinanza del nemico, oltre ai rumori anche le voci. Estratto da: Lucchi: il genio nella guerra 1915-1918 - Galleri, 1936.

titori camuffati in valige consunte e sgangherate degli agenti segreti, ma qui entriamo in un altro campo.

Comunque, la radio è venuta a facilitare la realizzazione di mezzi di intercettazione assai raffinati.

Sono nati, così, i radiomicrofoni e le radio spie.

I primi costituiti da un piccolo trasmettitore inserito in una capsula microfonica da sostituire a quella normale di un microtelefono.

Le seconde, consistenti in piccoli radiotrasmettitori da inserire sulla linea di abbonato, o nella scatola di protezione all'ingresso della linea dall'esterno, o nella cassetta di distribuzione, o negli armadi di connessione stradali.

Microfoni e spie alimentati direttamente dalla batteria centrale della centrale telefonica.

Con apposito radioricevitore in accordo con la frequenza emessa viene captata l'emissione registrando, o semplicemente ascoltando, le conversazioni.

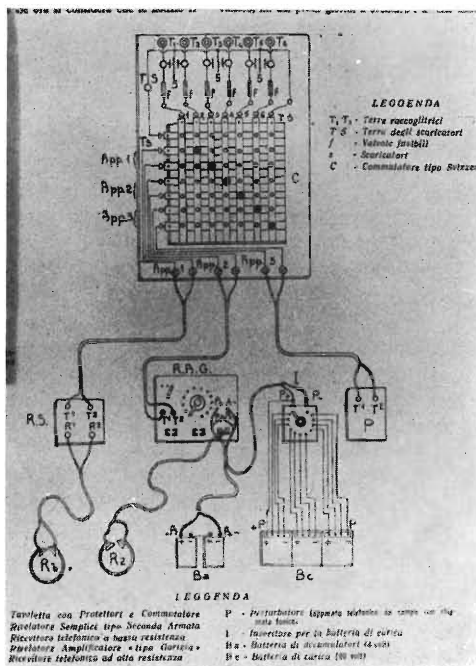



Fig. 7 - Schema delle connessioni di una stazione I.T. fissa tipo Seconda Armata. Dalla rivista l'Elettrotecnica N. 9 1921.

Traduzione

QUELLO CHE GLI ITALIANI HANNO SORPRESO

DELLE NOSTRE CONVERSAZIONI TELEFONICHE

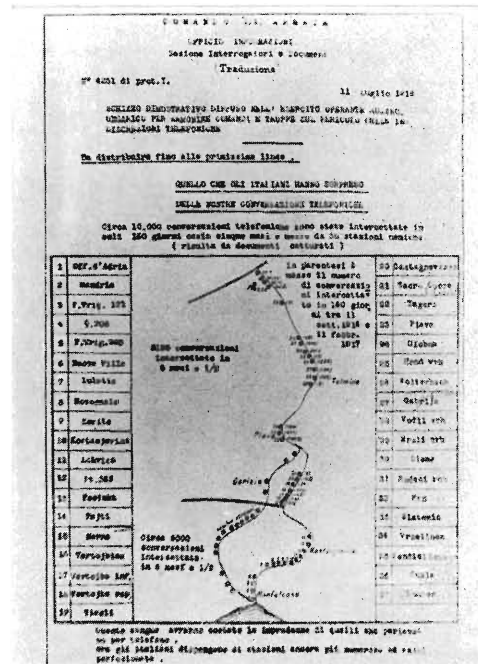
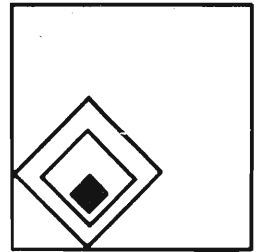
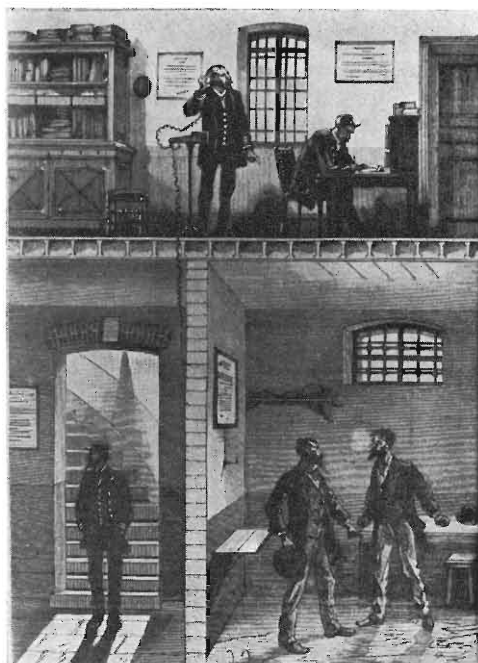



Fig. 8 - Documento austriaco riguardante le nostre intercettazioni telefoniche durante la Guerra mondiale 1815-'18. Dalla rivista l'Elettrotecnica N. 9 1921.

Fig. 9 - Alla Esposizione Universale di Parigi del 1889 era esposto un « Quadro-microfono » con la scritta: « l'Orecchio di Dionigi; simile apparecchio è già servito a Nuova York per scoprire un delitto ». Due, complici, riuniti e lasciati espressamente soli in una cella, scambiarono parole che vennero raccolte dal quadro-microfono e ripetute al capo guardiano della prigione. Estratto da: Desbeaux: fisica moderna, Sonzogno, 1892.

È evidente che un dispositivo radiogoniometrico può individuare la località di emissione e quindi permettere di reperire la posizione e la linea controllata.
Il commercio pone a disposizione ogni mezzo.

Alla vecchia zitella che spia visivamente dietro le persiane chiuse o dal ... buco della serratura o che origlia contro una tenue parete divisoria si è sostituita la radio-elettronica.
Il male, abbiamo iniziato col dire, è vecchio, i mezzi sono nuovi.
Tutto sta a non abusare della altrui fiducia.
Comunque la « privacy » è una vaga utopia.
Stampa, cinema, TV, mettono « il becco » dappertutto.
I costruttori edili realizzano muri di uno spessore, che costringe ad una intercettazione... non desiderata e non desiderabile.

Il costume corrente quasi ci vuole senza... il costume.
Quindi tutto è al sole.
Spesso, comunque, chi ha delle cose da nascondere non è sempre nel giusto.
Ma non facciamo tanto chiasso per questioni che si sarebbero dovute accertare e risolvere d'ufficio.
Si è creato nella massa il patos ed il discredito per Enti e Servizi che dovremmo rispettare.

Quattro classi di filtri elettrici

I. - Filtri a bobine

L. De Luca

Per il tecnico elettronico comune diventa sempre più difficile farsi un'idea d'insieme sui filtri elettrici, sia perché le tecniche oggi disponibili per filtrare un segnale sono molte e profondamente diverse una dall'altra, sia perché l'incomprensione di linguaggio tra specialisti e non specialisti aumenta anziché diminuire con gli anni. In questa breve rassegna, il cui scopo è appunto quello di divulgare i concetti fondamentali che caratterizzano i filtri elettrici, cercheremo di superare le difficoltà di linguaggio concentrando l'attenzione sui fenomeni fisici interessati di volta in volta ed evitando le formule e i simboli matematici troppo specifici.

1. Definizione e classificazione dei filtri elettrici

Quando un segnale elettrico attraversa un certo dispositivo, la forma del segnale all'uscita sarà in generale differente da quella all'entrata. Il confronto tra queste forme di entrata e di uscita è il modo più semplice per definire il tipo di dispositivo attraversato. Se il segnale diminuisce costantemente di ampiezza, ad esempio, avremo un attenuatore; se aumenta, avremo un amplificatore; se varia in modo dipendente con il livello, avremo un compressore o un espansore o un limitatore; e così via. In tutti i casi in cui lo spettro del segnale all'uscita di un dispositivo è decisamente diverso dallo spettro del segnale all'entrata, senza che tuttavia la *forma* del segnale d'uscita dipenda dal *livello* del segnale di entrata, avremo a che fare con un filtro.

Una rappresentazione così semplice richiede subito un paio di chiarimenti. Innanzitutto è opportuno precisare che la condizione di linearità, cioè l'indipendenza con il livello, vale soltanto entro la dinamica permessa dal filtro. Questa cambia notevolmente a seconda delle soluzioni scelte; ma è chiaro che ben pochi filtri usati in elettronica lasceranno passare indistorti segnali di qualche kilowatt. La seconda osservazione riguarda la natura del segnale. I filtri elettrici sono caratterizzati proprio dal fatto che il segnale di entrata e di uscita è elettrico (anche se all'interno non lo è). Questo segnale può essere visto secondo tre aspetti diversi: come un insieme di valori che una grandezza elettrica (tensione o corrente) assume in una o più dimensioni spaziali, oppure come cambiamento di una grandezza elettrica nel tempo, oppure come uno spettro di frequenza. Pur essendo equivalenti, ciascuno di questi tre aspetti (spazio, tempo e frequenza) si presta meglio degli altri due allo studio di certi tipi di filtri.

Se vogliamo dare una definizione molto generale di filtro elettrico, allora, basterà dire che esso è « un dispositivo che riceve segnali elettrici ad una o più dimensioni attraverso le sue porte d'entrata e restituisce segnali elettrici opportunamente modificati in modo lineare attraverso le sue porte di uscita ». E' bene notare che i due soli aggettivi usati in questa definizione (elettrico e lineare) si riferiscono al segnale e non alla costituzione interna del filtro, che non risulta vincolata in alcun modo (e che può quindi comprendere anche componenti non elettrici o non lineari).

Nei casi più comuni il filtro ha una sola porta di entrata e una sola porta di uscita e accetta segnali elettrici ad una sola dimensione. La classificazione dei filtri, comunque, si presenta abbastanza difficile anche in questi casi. Essa può essere fatta in vari modi, a seconda dei punti di vista seguiti. Se prendiamo come riferimento lo *scopo* del filtro, ad esempio, occorre distinguere innanzitutto se lo spettro aumenta o diminuisce. Il primo caso si trova nel cosiddetto filtraggio inverso, ad opera di un dispositivo elettrico che riceve in entrata un numero limitato di frequenze e restituisce in uscita rumore bianco; sarebbe più giusto chiamare tale operazione « analisi dello spettro di un segnale elettrico eseguita da un calcolatore in tempo reale ». Il secondo caso riguarda i normali filtri selettivi, che danno certe bande di frequenza in uscita quando ricevono rumore bianco in entrata, e i filtri equalizzatori di ampiezza.

Quando lo spettro si mantiene apparentemente uguale (perché cambia solo di fase), si hanno infine i filtri equalizzatori di fase e i circuiti di ritardo in genere.

A questo punto conviene mettere in evidenza lo scopo dei filtri selettivi. Secondo la definizione di Cauer, questi filtri hanno essenzialmente il compito di attenuare in misura minima il segnale nelle bande *passanti* e di attenuarlo al massimo nelle rimanenti bande. Lo stesso Cauer ha sottolineato la differenza rispetto ai semplici circuiti accordati, che agiscono su frequenze singole anzichè su bande di frequenza. Entro la famiglia dei filtri selettivi troviamo i filtri passa-basso, passa-alto, passa-banda, elimina-banda e a bande multiple. Ma è abbastanza facile renderci conto che la differenza tra un passa-basso e un passa-alto, ad esempio, è del tutto trascurabile nei riguardi della classificazione dei filtri, perchè entrambi possono avere lo stesso tipo di componenti e seguire lo stesso meccanismo di funzionamento.

Anche la soluzione tecnologica utilizzata può essere concettualmente secondaria, almeno per quanto riguarda la miniaturizzazione più o meno spinta ottenuta. Più importante è la divisione secondo la natura fisica del segnale all'interno del filtro, che ci permette di distinguere i filtri interamente elettrici dai filtri parzialmente meccanici, oppure ottici, oppure acustici.

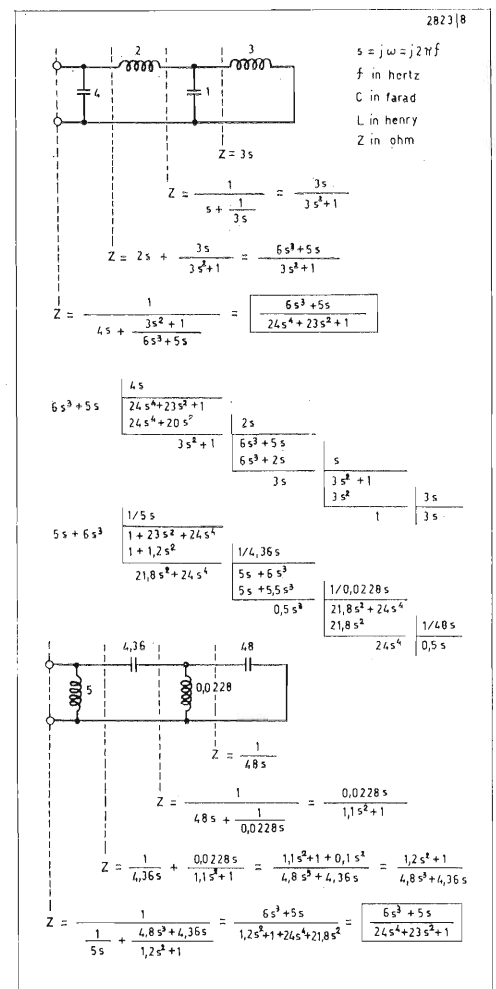
Il punto di vista più adatto ad una classificazione razionale dei filtri sembra quello del principio fisico utilizzato per migliorare la loro azione filtrante. Si avrebbero così tre classi di filtri, corrispondenti ai tre distinti fenomeni che in un sistema generico possono dar luogo a una risposta spiccatamente selettiva con la frequenza. Il primo di questi fenomeni è la *risonanza*, cioè il periodico scambio di energia che avviene tra una parte induttiva e una parte capacitiva del sistema; il secondo fenomeno è la *ricorrenza*, definita come il ritorno periodico del segnale nello stesso punto del sistema, dopo aver viaggiato per un certo tempo in una via chiusa del sistema stesso; il terzo fenomeno è infine l'*interferenza*, cioè la combinazione tra le parti di uno stesso segnale che arrivano nel medesimo punto del sistema, dopo essere state ritardate in modo diverso nel sistema stesso (Antenna 42, pag. 112).

Una suddivisione del genere non è ab-

bastanza pratica, perché non tiene alcun conto dei componenti usati. Questi hanno importanza specialmente per quanto riguarda l'interferenza, che può essere ottenuta sia per mezzo di ritardi veri e propri, sia per mezzo di procedimenti ottici, sia per mezzo di sfasamenti nelle reti reattive *RC*. Seguendo pertanto una classificazione di tipo intermedio, che tenga conto cioè nello stesso tempo del meccanismo di funzionamento e di esigenze pratiche legate ai componenti, otteniamo quattro classi complessive. Nella prima classe possiamo raccogliere i filtri tradizionali, costituiti da resistori, induttori, condensatori e trasformatori. Questi filtri vengono comunemente chiamati passivi o reattivi o *RLCT;* ma, per specificare meglio che nel progetto si cerca di limitare il numero degli induttori, senza però sostituirli tutti con altri elementi, è più opportuno chiamarli filtri reattivi *con bobine*, oppure, più semplicemente, filtri a bobine. La seconda classe comprende i filtri *RC* ed è caratterizzata sostanzialmente dalla sostituzione delle bobine con i circuiti attivi. La terza classe, nella quale mancano sia le bobine, sia ogni tipo di reattanze, è caratterizzata dall'impiego del *ritardo* come elemento fondamentale dell'azione filtrante. La quarta classe comprende infine i filtri *misti*, cioè quelli all'interno dei quali generalmente il segnale non è *elettrico*.

2. Sintesi dei filtri passivi

Come messo bene in chiaro da E.A. Guillemin nel suo libro del 1957, in un filtro passivo abbiamo a che fare con un segnale di entrata, un circuito e un segnale di uscita. Conoscendo due di queste tre cose, è possibile trovare la terza. Quando il circuito è una delle cose note, si tratta di *analisi;* quando il circuito è invece la cosa da trovare, la soluzione matematica generale prende il nome di *sintesi*. Nella teoria dei circuiti elettrici la sintesi acquista quindi un significato preciso, distinto e restrittivo rispetto al *progetto*.
La sintesi dei filtri passivi comprende essenzialmente tre problemi. Il primo riguarda le condizioni di *realizzabilità*, per sapere se e in che modo da un'espressione matematica generica sia possibile determinare i valori da assegnare ai singoli componenti di un circuito elettrico. Il secondo consiste nell'*approssimazione* della curva d'attenuazione richiesta, per mezzo di un'espressione matematica scelta tra quelle realizzabili. Il terzo riguarda i criteri di *equivalenza*, per poter scegliere il circuito più conveniente fra tutti quelli possibili.
Se vogliamo capire come un'espressione matematica sia in grado di fornire tutti i dati di un circuito elettrico a molti rami, restando sul piano dell'elettrotecnica elementare, possiamo immaginare di comporre un circuito reattivo a partire dal fondo e di calcolarne l'impedenza dopo aver aggiunto ciascun ramo. Per comodità usiamo s invece di $j\omega$ nel calcolo delle singole reattanze. Il procedimento, limitato a 4 rami, è riportato in fig. 1. Una volta trovata l'impedenza totale, che si presenta come frazione di due polinomi, cerchiamo poi di fare tutto il cammino opposto, mediante le cosiddette frazioni continue. A seconda dell'ordine in cui si mettono le potenze di s nella prima divisione, si ottiene di nuovo il circuito di partenza, oppure un circuito ad esso equivalente.
Per farci invece un'idea generale sulla sintesi dei filtri, senza naturalmente entrare nella parte matematica dell'argomento, può essere utile riassumere le principali tappe che hanno portato alla messa a punto dei diversi metodi oggi disponibili.
Il primo passo serio in questa direzione (secondo Guillemin) è quello fatto dallo americano R.M. Foster nel 1924, ottenendo circuiti del tipo indicato in fig. 2*a*. In quello stesso anno Wilhelm Cauer, ventiquattrenne, si laurea in fisica all'università di Berlino e due anni più tardi pubblica un differente metodo di sintesi che porta ai circuiti indicati in fig. 1. A quell'epoca i circuiti di questo genere non erano considerati veri e propri filtri, ma semplici « impedenze ». Oggi è chiaro che basta inserirli in una via a corrente costante (fig. 2*b*), o nella controreazione di un amplificatore, per ottenere un filtro.
Nel 1929 A.C. Bartlett enuncia il suo teorema sulla bisezione dei quadripoli, utile alla semplificazione del problema in vari casi. Nel medesimo anno Cauer imposta le trasformazioni lineari delle variabili, come base dell'equivalenza tra circuiti diversi.
Nel 1931 in America O. Brune sintetizza bipoli *RLC*, usando trasformatori ideali,

Fig. 1. Esempio di due circuiti *LC* equivalenti, nella forma di Cauer, e relativo calcolo semplificato dei componenti.

mentre Cauer estende la sintesi ai filtri con molte porte di entrata e di uscita e calcola un tipo particolare di filtro selettivo, migliore di ogni altro trovato in precedenza.
Nel 1939 S. Darlington in America e Cauer in Germania, indipendentemente, trovano ciascuno una diversa soluzione al problema della sintesi di un filtro di pure reattanze chiuso su un carico resistivo. Sono passati 15 anni dalla pubblicazione di Foster e la sintesi dei filtri elettrici di pure reattanze si può ritenere ormai conclusa; tanto che il belga V. Belevitch afferma, nel 1958 (IRE Trans. CT5, pag. 250), che dal 1939 in poi non vi sono stati sostanziali passi avanti in questo campo.
Il lavoro di Cauer (ucciso a Berlino negli ultimi giorni di guerra) viene raccolto in Germania nel 1954 e poi tradotto e pubblicato in America nel 1958. I metodi di sintesi compresi in questa raccolta, come tutti quelli da essi derivati, oggi vengono considerati *classici*, in contrapposizione ad altri metodi di diversa ispirazione e di sviluppo più recente. Tra questi ultimi basterà ricordare quello iniziato nel 1951 da Belevitch con le « matrici sparse » e quello studiato nel 1966 da R. Yarlagadda con lo « spazio degli stati », particolarmente per l'impiego con calcolatori e per la sintesi di circuiti aventi un grandissimo numero di nodi (dell'ordine del migliaio).
Per quanto riguarda la sintesi classica dei circuiti *RLC*, resta da dire che il metodo di Brune non garantisce il numero minimo di componenti circuitali; i passi matematici su cui esso si basa, inoltre, creano una situazione che non può essere risolta senza ricorrere a mutue induttanze (trasformatori). Sono stati perciò studiati altri metodi che cercano di evitare tali inconvenienti. Nel procedimento proposto da R. Bott e R. J. Duffin nel 1949, ad esempio, viene usata una serie più elaborata di passi, che evita i trasformatori, ma porta alla comparsa di due espressioni matematiche anzichè una, richiedendo così alla fine un numero totale di elementi ancora maggiore. Tra i vari studi compiuti per ottenere un minore spreco di componenti, sono da segnalare quelli pubblicati in Giappone da F. Miyata (1952), M. Ozaki (1953), T. Fujisawa (1955) e M. Watanabe (1957), e in America da F.M. Reza (1954), Guillemin (1955) e R.F. Baum (1958).
E' necessario distinguere bene, a proposito di sintesi, ciò che occorre veramente per il progetto dei filtri e ciò che può essere utile a chiarire la teoria dei circuiti elettrici in generale. Ad esempio, la sintesi dei circuiti *RLC* ha poco a che fare con i filtri selettivi; più utili sembrano invece i metodi pratici sviluppati per tener conto delle perdite nei componenti. In altre parole, nella sintesi *RLC* il problema è quello di calcolare il valore di un certo numero di resistenze, di induttanze e di capacità che, disposte in modo opportuno, possono formare un circuito elettrico capace di dare una risposta prestabilita. Nel progetto di un filtro *LC* reale, invece, il problema è quello di calcolare un certo numero di induttanze e di capacità che, inserite opportunamente in un circuito, danno la migliore selettività permessa dalle resistenze di perdita inevitabilmente presenti nei singoli elementi (in particolare nelle bobine). Il problema delle perdite nei componenti è stato affrontato di pari passo con quello della sintesi dei filtri: già nel 1925 da H.F. Mayer, poi nel 1939 da Darlington, nel 1945 da H.W. Bode, nel 1949 da N.T. Ming e nel 1957 dal belga C.A. Desoer.

3. Progetto dei filtri passivi

Non dobbiamo credere che ogni progettista, quando ha bisogno di un filtro passivo, si metta ogni volta a rifare tutti i passi di un metodo di sintesi. Ammettendo pure che si tratti di un mezzo specialista (come avviene in molti laboratori elettronici) e che conosca quindi i vari passi matematici da seguire, restano sempre le difficoltà di tipo aritmetico; ed è bene fermarci un momento ad esaminarne la natura, perché molto spesso accade di non rendercene conto.
Uno dei passi fondamentali da eseguire nel calcolo del filtro, infatti, è la scomposizione di polinomi matematici in fattori. Il grado di questi polinomi dipende dal numero dei rami del filtro. Se il filtro è un poco complesso, cosa abbastanza comune in pratica, può accadere che si debbano risolvere equazioni di grado superiore al quinto. Per un matematico, munito di un calcolatore da tavolo, questo fatto non è molto grave. Però è assolutamente necessario che le radici dell'equazione siano calcolate con un alto numero di cifre significative (ad esempio 12), cioè al limite della capacità dei piccoli calcolatori. Il tecnico non specialista riesce difficilmente a convincersi della necessità di tante cifre, perché pensa che, alla fine, sia le induttanze che le capacità potranno essere costruite con tolleranze dell'ordine dell'1‰, cioè al massimo con 4 cifre significative.

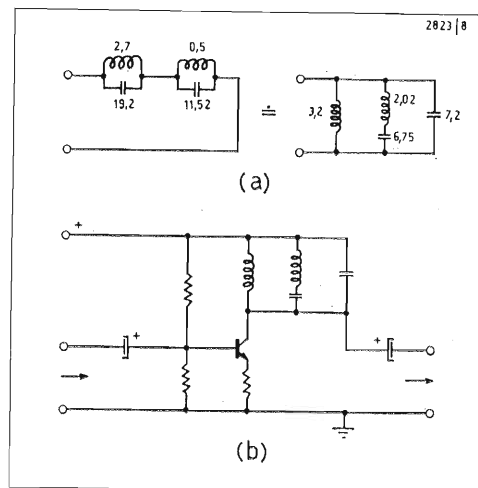
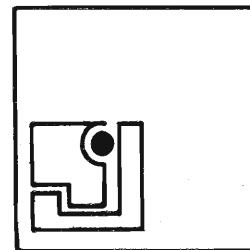



Fig. 2. Esempio di due circuiti *LC* equivalenti, nella forma di Foster (*a*), e relativa applicazione in un filtro mediante un amplificatore a corrente costante (*b*).

Occorre perciò tener presente che le radici trovate all'inizio del calcolo vengono poi usate per molte altre operazioni (potenze e divisioni) e che in ogni operazione la precisione originale diminuisce. Fino a dare, appunto, una precisione finale di 4 cifre significative.
Una prima strada per evitare queste difficoltà, permessa dalla disponibilità dei calcolatori elettronici più grandi, è quella di eseguire il progetto dei filtri simili tra di loro mediante un opportuno programma preparato una volta per tutte. Il tempo materiale di calcolo diminuisce così da qualche giorno a qualche minuto; ma la preparazione del programma, nonché la sua corretta interpretazione, richiedono sempre un mezzo specialista.
Una seconda strada è quella di raccogliere i valori di molti filtri in diagrammi o in tabelle, come fatto già da Cauer nel 1931. Tra i cataloghi dei valori normalizzati, utilizzabili per i tipi fondamentali di filtri selettivi, può essere segnalato quello di R. Saal pubblicato nel 1963 dalla Telefunken. Cataloghi e diagrammi,

comunque, sono d'uso molto comune per la ricerca preliminare del numero dei rami da assegnare al filtro e per stabilire la Q minima delle bobine.

Una terza strada, ancora più interessante, è quella delle cosiddette *formule esplicite*. Supponiamo di aver calcolato un certo tipo di filtro passa-basso per molti valori di *n* (numero dei rami). In base ai numeri che troviamo alla fine del calcolo, o meglio ancora in base alle ultime operazioni che dobbiamo eseguire per arrivare a tali numeri, può darsi che si trovino dei legami tra i numeri stessi e il valore di *n*. Se questi legami esistono e se si riesce a vederli, si può sperare di trovare delle formule che diano *direttamente* i valori richiesti, con la medesima precisione del metodo di sintesi, ma senza fare per niente i calcoli richiesti dal metodo.

In diversi casi tali formule sono state effettivamente trovate e, per quanto possa sembrare strano, tutti sono convinti della loro validità, sebbene non siano state dimostrate, nè si sappia bene in base a che cosa siano giustificate.

Il progetto di un filtro, comunque, non consiste solo nel trovare nel modo più comodo i valori nominali da assegnare ai componenti. Una difficoltà che si incontra spesso con il metodo di sintesi (e che generalmente non viene mai messa abbastanza in chiaro) si trova nella fase di taratura. Il calcolo conduce ai valori dei singoli componenti, in modo preciso fin quanto si vuole. Ma poiché il costo dei condensatori cresce ovviamente con la precisione richiesta, si capisce che è utile limitare la loro tolleranza a 1 o 2%, cioè entro il limite in cui i piccoli errori di capacità possono essere compensati da correzioni sulle induttanze. Purtroppo ciò non è facile, una volta realizzato un filtro per sintesi, perché spesso non vi sono nè frequenze nè disposizioni circuitali comode per fare questa compensazione.

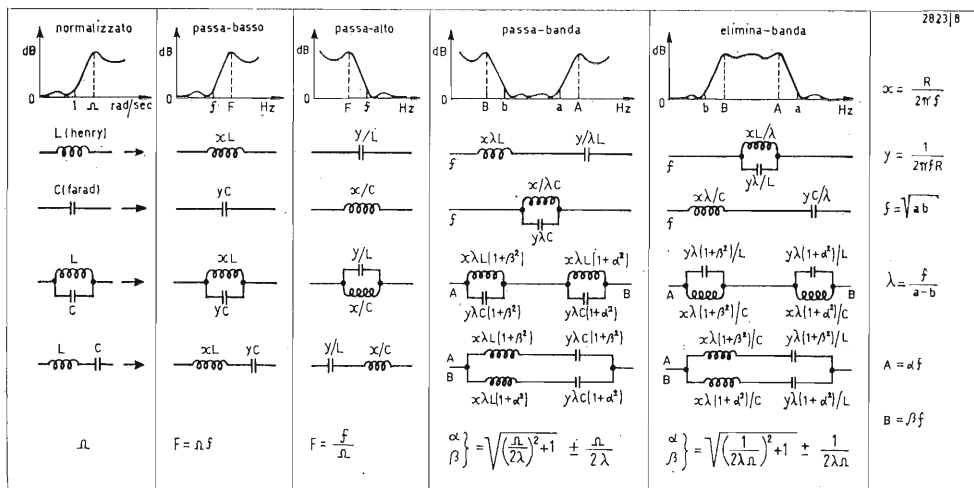
Occorre poi tenere conto attentamente delle prestazioni e dei costi, in relazione alle dimensioni dei componenti. Spesso una bobina in più permette di ridurre le dimensioni di tutte le altre, ottenendo prestazioni migliori e costi minori. In altre parole, il filtro più economico non è quello che conduce al numero minimo dei componenti, ma quello che conduce al valore minimo della somma del costo dei componenti (tenuto conto della loro grandezza e delle loro tolleranze) e del costo della taratura. Mentre gli specialisti costruiscono metodi di assoluta precisione su presupposti pratici talvolta discutibili, il progetto dei filtri deve sempre basarsi soprattutto sul buon senso.

4. Filtro passa-basso normalizzato

I filtri selettivi più comuni possono essere derivati tutti da un filtro passa-basso (chiuso tra due resistenze di 1Ω e avente come frequenza di taglio quella di 1 rad/sec) che prende il nome di filtro *normalizzato*. Tale filtro non è una delle solite complicazioni degli specialisti (a parte la scelta di 1 rad/sec anziché 1 Hz), ma un'effettiva necessità di lavoro; tutti i cataloghi e le pubblicazioni relative ai calcoli sui filtri, quando è possibile, si riferiscono infatti al passa-basso normalizzato. Esso sarebbe utile, comunque, anche se dovessimo semplicemente progettare un filtro senza cataloghi. Supponiamo ad esempio di dover realizzare prima un filtro con banda passante fino a 1725 Hz, con terminazioni di 175Ω, e dopo un mese un secondo filtro con banda passante fino a 1900 Hz e terminazioni di 600Ω. Se nel primo progetto avremo l'accortezza di annotare sopra un foglio i valori normalizzati, cioè i valori parziali trovati durante il calcolo prima di passare alla frequenza 1725 Hz e alla terminazione 175Ω, è facile osservare che il numero totale di operazioni necessarie per passare poi alla frequenza 1900 Hz e alla terminazione di 600Ω è *minore* rispetto al numero necessario in caso diverso (due divisioni in meno).

In generale, una volta disponibili i valori normalizzati, per ottenere i valori di un filtro effettivo avente la frequenza di lavoro *f* e resistenze di terminazione *R*, basta eseguire le sostituzioni circuitali e i calcoli riassunti in fig. 3, a seconda del tipo di filtro richiesto di volta in volta.

Al filtro passa-basso normalizzato corrisponde una curva attenuazione-frequenza nel diagramma normalizzato riportato in fig. 4, avente una scala lineare solo nella prima metà dell'ascissa. L'ascissa esprime la frequenza normalizzata, con il valore di 1 rad/sec al centro e una scala inversa nella metà di destra (cioè i numeri indicati in questa seconda metà sono gli inversi di quelli che si trovano nelle posizioni simmetriche di sinistra). L'ordinata esprime l'attenuazione, con il valore di 6 dB al centro e una scala compressa in modo simmetrico rispetto a questo punto. In tal modo è possibile riassumere abbastanza bene con una sola curva l'andamento di attenuazione di un filtro in tutto il campo di frequenza.

Fig. 3. Quadro di passaggio dai valori normalizzati ai valori effettivi di un filtro. Ciascun elemento del filtro normalizzato, indicato nella prima colonna di sinistra, deve essere sostituito con uno della medesima riga, a seconda del tipo di filtro voluto. Una sostituzione analoga viene fatta anche per i valori delle frequenze di risonanza, indicati a fianco dei relativi circuiti accordati.

Nei paragrafi successivi faremo uso di questo diagramma in tutti i casi in cui sarà possibile. E' opportuno tener presente che lo stesso diagramma può essere usato per rappresentare pure il ritardo di gruppo del segnale che attraversa un filtro; in tal caso può essere utilizzata la medesima scala delle ordinate, facendo cioè corrisponde gli stessi valori ai *dB* di attenuazione e ai *secondi* di ritardo.

5. Filtri di Bessel e filtri di Butterworth

La sintesi di un filtro passa-basso nel quale tutte le componenti del segnale applicato all'entrata vengono ritardate in misura costante (almeno fin tanto che esse rientrano nella banda passante), in modo da garantire una forma d'onda indistorta all'impulso restituito, è stata fatta nel 1949 da W.E. Thomson e perfezionata nel 1954 da L. Storch. Per l'approssimazione matematica della funzione di risposta sono stati usati certi polinomi trovati un secolo e mezzo prima dall'astronomo tedesco F. W. Bessel; a tale filtro, che perciò viene comunemente chiamato filtro di Bessel, corrispondono le curve di attenuazione e di ritardo *A* in fig. 4. Entrambe queste curve migliorano molto poco con l'aumentare del numero degli elementi usati nel filtro; si può notare, pertanto, che la selettività si mantiene sempre piuttosto scadente.

Un filtro di migliore selettività, a spese di un leggero peggioramento della costanza del ritardo entro la banda passante, è quello impiegato nel 1930 dall'americano S. Butterworth. Nei cataloghi tedeschi esso viene chiamato filtro di Butterworth e indicato quindi con la lettera *B*, mentre in America viene chiamato molto spesso « maximally-flat », oppure filtro di « potenze » (perché l'espressione matematica che lo descrive si basa sulle potenze della variabile *s*). Ad esso corrispondono le curve *B* in fig. 4. In tale filtro, come in quello di Bessel, il limite della banda passante viene comunemente definito dalla frequenza alla quale l'attenuazione è 3dB. Il filtro di Butterworth trova moltissime applicazioni nel campo elettronico, in parte a causa del buon comportamento nei riguardi del ritardo di gruppo e in parte per l'estrema semplicità di progetto (e di taratura). Si può quasi affermare che esso rappresenta anzi l'*unico* caso in cui i risultati del metodo di sintesi sono stati semplificati a un grado tale da permetterne l'impiego anche da parte dei non specialisti.

Le formule esplicite per il filtro di Butterworth, trovate da E.L. Norton nel 1937 e da G. von Bosse nel 1951, sono infatti molto semplici. Basta disegnare un semicerchio, dividerlo in tanti spicchi quanti sono i rami del filtro, e misurare la distanza tra il diametro e il centro dell'arco in ciascuno spicchio (fig. 4). Chi volesse quattro cifre decimali, naturalmente, può usare le comuni formule di trigonometria.

Accanto ai filtri di Bessel e di Butterworth occorre ricordare il filtro « gaussiano » e il filtro « a coseno rialzato », il cui limite della banda passante è fissato dall'attenuazione di 6dB, usati entrambi nel campo della trasmissione di impulsi sulle linee telefoniche. Essi vengono però generalmente trascurati dagli specialisti dei filtri, data la grande somiglianza con il filtro di Bessel (fig. 4).

6. Filtri di Cebiscev e filtri di Cauer

Quando occorre una bassa attenuazione in tutta la banda passante e una buona selettività, a spese del ritardo di gruppo, vengono usati i filtri di Cebiscev, chiamati così dal nome del matematico russo P.L. Cebiscev, che nel secolo scorso ha studiato in modo particolare certi polinomi adatti per i problemi di approssimazione. Questi filtri, sintetizzati un po' da tutti gli specialisti dei filtri, nei cataloghi tedeschi vengono chiamati filtri di Tschebyscheff e indicati quindi con la lettera *T*, mentre in America vengono chiamati filtri di Chebishev, oppure filtri con andamento ondulatorio nella banda passante. Ad essi corrispondono le curve di attenuazione e di ritardo *T* in fig. 4.

In tali filtri, come in quelli di Cauer, il limite della banda passante viene fatto coincidere comunemente con la frequenza alla quale l'attenuazione diventa maggiore dell'ampiezza permessa alle ondulazioni entro la banda passante.

Anche per i filtri di Cebiscev esistono formule esplicite, trovate da Belevitch nel 1952 e da B.J. Orchard nel 1953, sia pure in forma *progressiva* (cioè tali da permettere ad esempio di calcolare i valori normalizzati di un filtro di 8 rami se si conoscono i valori del filtro di 7 rami)

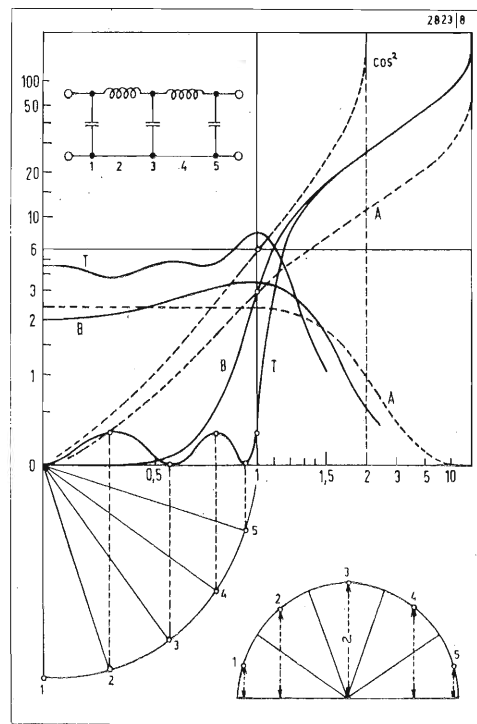



Fig. 4. Diagramma normalizzato relativo ai principali tipi di filtri senza poli di attenuazione. Le lunghezze dei segmenti verticali nel semicerchio di destra, avente raggio uguale a 2, danno direttamente i corrispondenti valori per i componenti nel filtro di Butterworth normalizzato.

e con qualche funzione trigonometrica iperbolica.

Oltre al numero dei rami, che determina la selettività fuori banda e il numero delle ondulazioni nella banda passante, il progettista può scegliere l'ampiezza di queste ondulazioni. Il numero delle soluzioni possibili diventa di conseguenza molto grande e quindi è chiara l'utilità delle formule esplicite.

Tutti e tre i filtri selettivi esaminati finora (Bessel, Butterworth e Cebiscev) sono realizzabili partendo da un passa-basso normalizzato del tipo indicato in fig. 4. Tenendo costante il numero dei rami e (soprattutto) delle bobine, è possibile aumentare ancora la selettività di un filtro passa-basso mediante la configurazione indicata in fig. 5. I filtri di questo tipo, calcolati da Cauer nel 1931, sono chiamati nei cataloghi tedeschi filtri di Cauer

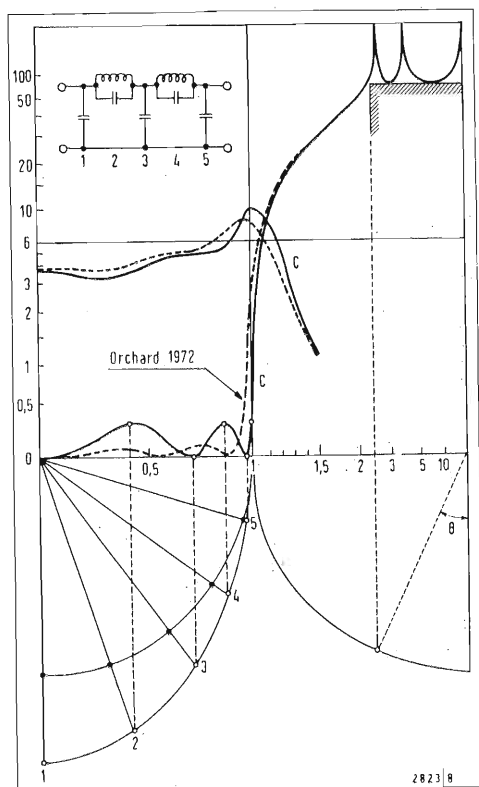
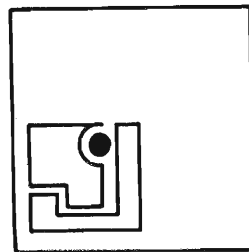



Fig. 5. Diagramma normalizzato relativo a due versioni del filtro di Cauer. L'angolo O in basso a destra è quello usato nei cataloghi tedeschi per indicare, di grado in grado, la frequenza di separazione (nell'esempio pari a 2,36).

e indicati quindi con la lettera *C*, mentre in America vengono chiamati « filtri con andamento di Cebiscev nella banda passante e nella banda attenuata » oppure filtri « ellittici » (perché nel metodo di sintesi intervengono le funzioni ellittiche).
Ad essi corrispondono le curve *C*, in fig. 5. Rispetto al filtro di Cebiscev si vede che sono stati introdotti tanti picchi di attenuazione, o *poli*, quanti erano gli *zeri* nella banda passante. Zeri e poli risultano disposti simmetricamente intorno a un punto intermedio tra la massima frequenza passante e la minima frequenza attenuata, in modo tanto più fitto quanto più sono vicini a tale punto. Nella stessa fig. 5 è mostrata la costruzione geometrica degli zeri nella banda passante: nel filtro di Cebiscev essi derivano da punti equidistanti di un cerchio, mentre nel filtro di Cauer derivano dai corrispondenti punti di un'ellisse.
Rispetto al filtro di Cebiscev aumentano ancora i gradi di libertà lasciati al progettista. Purtroppo non esistono formule esplicite per il calcolo dei componenti.
Una via accettabile in molti casi pratici resta quindi quella di usare i cataloghi di Saal (o altri).
Quando è richiesta una forte attenuazione in una zona limitata della banda attenuata, è possibile comunque spostare la posizione dei poli (lasciando sempre regolare l'andamento entro la banda passante). I filtri di Cauer così modificati vengono chiamati a parametri *generali* e indicati con la lettera *A* (iniziale di *allgemeine)* nei cataloghi tedeschi.
Un perfezionamento di tipo diverso è quello mostrato nel 1972 da Orchard (IEEE Trans. CT 19, pag. 302-304) e riportato per confronto nella stessa fig. 5, con il quale la sintesi del filtro di Cauer viene modificata nella prescrizione di minima perdita in banda.

7. Filtri componibili

Quando è richiesta una curva di attenuazione variabile in modo qualsiasi con la frequenza, in genere non si parla più di filtri selettivi, ma di equalizzatori d'ampiezza o formatori di spettro. Anche in questo caso, naturalmente, è possibile eseguire la sintesi di *un* circuito elettrico *RLC*, ad esempio seguendo il metodo di Miyata. Una strada diversa molto diffusa è però quella di ricavare la risposta richiesta come somma delle risposte parziali di *più* circuiti elettrici *RLC*, ciascuno dei quali sia progettabile e realizzabile in modo semplice.
Tra le soluzioni possibili per ottenere questa somma, estese anche ai circuiti *LC*, occorre distinguere le soluzioni esatte dalle soluzioni approssimate. La prima soluzione esatta si ottiene collegando in cascata più cellule, ognuna delle quali presenti una impedenza costante (preferibilmente una resistenza, in modo da essere adatta anche per le terminazioni estreme della catena), pur variando la curva di attenuazione e quindi il contributo di ciascuna cellula alla risposta complessiva. Alcune configurazioni possibili per queste cellule sono indicate in fig. 6; esse sono tra di loro equivalenti e rappresentano appunto il tipo a resistenza costante. Questa soluzione è stata studiata nel 1928 da O.J. Zobel e largamente usata da allora in molte applicazioni.
Un'altra soluzione esatta si trova nei filtri a separazione elettronica (fig. 7*a*). Questa viene usata per i filtri passa-banda degli stadi a frequenza intermedia nei comuni radioricevitori e negli amplificatori televisivi. Nel 1951 M. Dishal ha mostrato che questi filtri possono realizzare indifferentemente curve del tipo Butterworth o del tipo Cebiscev, a seconda di come viene regolata la frequenza di risonanza e il fattore di qualità Q dei singoli risonatori. Per il fatto che la frequenza di accordo cambia appunto tra un risonatore e l'altro, tali filtri vengono chiamati spesso *a sintonia sfalsata.*
In certi casi la risposta chiesta a un filtro formatore di spettro si presta alla realizzazione mediante la somma delle uscite di più risonatori eccitati in parallelo. La simulazione dei suoni vocali, ad esempio, è stata realizzata nel 1955 da E.S. Weibel con il circuito in fig. 7*b*, nel quale l'uscita da ogni risonatore è invertita rispetto al precedente. Questa soluzione si presta alla regolazione manuale indipendente della frequenza, dell'ampiezza e della Q per le singole risonanze (Antenna 41, pag. 434), nonché all'uso dei cosiddetti moltiplicatori di *Q*, ad opera di un elemento attivo e a spese della stabilità.
Tra le soluzioni esatte possiamo includere anche il filtro selettivo *a banda larga*, costituito da un passa-basso e da un passa-alto collegati in cascata. Questa forma di realizzazione presenta alcuni vantaggi pratici appunto quando la larghezza della banda passante è grande (ad esempio dello stesso ordine) rispetto alla frequenza centrale.
La soluzione approssimata nei filtri componibili è rappresentata dalla famiglia dei filtri selettivi *a parametri immagine*. La relativa trattazione teorica è stata fatta da Cauer, integrando con le proprie ricerche i risultati parziali di Wagner, Campbell, Zobel, Bode e Piloty, pubblicati fino al 1940, ed è unica per il rigore del suo metodo matematico. Oggi tali filtri debbono essere considerati soprattutto come una semplificazione pratica

di progetto, basata sul fatto di trascurare il disadattamento d'impedenza dovuto alla chiusura non esatta delle varie cellule sulla loro impedenza immagine. Se si accettano gli errori provocati da questo disadattamento sulla risposta, il progetto si riduce infatti alla somma di più curve d'attenuazione standardizzate, da eseguire graficamente sopra un medesimo diagramma (fig. 8), mentre il calcolo degli elementi normalizzati risulta eccezionalmente semplice. L'inesattezza intrinseca del metodo, peraltro, può essere compensata in buona parte per mezzo di molti perfezionamenti pratici ricavati da una lunga esperienza; tanto che nel suo libro sui « Metodi per filtri di frequenza », pubblicato in America nel 1964, lo svedese T. Laurent considera certi filtri a parametri immagine addirittura migliori di quelli ottenibili con i metodi di sintesi. Secondo Orchard (IEEE Trans. CT 12, pag. 278), tutto cò si spiega proprio con il fatto che, per quanto riguarda i filtri calcolati per sintesi, « abbiamo una sovrabbondanza di libri sulla teoria dei vari circuiti e quasi nessuno sul loro progetto ».

8. Meccanismo dell'azione filtrante

Cercheremo ora di riassumere questa prima classe di filtri, in base al meccanismo fisico utilizzato nel loro funzionamento. Il punto di partenza è quello di considerare un quadripolo di pure reattanze, inserito tra un generatore e un carico resistivo. Se questo quadripolo è tale da far *vedere* al generatore un'impedenza resistiva per tutti i segnali compresi nella banda passante, è chiaro che esso riceverà dal generatore una certa potenza. Non potendo dissiparsi all'interno del quadripolo, dove trova solo reattanze pure, tale potenza deve necessariamente arrivare *tutta* sul carico. Per avere l'attenuazione minima, allora, basta che la impedenza d'entrata del quadripolo sia uguale a quella interna del generatore. Per bloccare il passaggio dei segnali alle frequenze delle bande attenuate, invece, basta che il quadripolo faccia vedere al generatore un'impedenza completamente *sbagliata,* cioè un cortocircuito, o un circuito aperto, oppure una pura reattanza.

Questa prima interpretazione, nella quale il filtro viene visto come un trasformatore d'impedenza il cui rapporto di trasformazione cambia in modo opportuno con la frequenza, non è applicabile tuttavia a certi filtri reattivi. Le cellule dei filtri a impedenza costante, ad esempio, contengono delle resistenze che sono scavalcate dai segnali compresi nella banda passante, ma intervengono a dissipare tutta la potenza ricevuta dal generatore nella banda attenuata. I filtri a separazione elettronica, d'altra parte, dissipano *sempre* quasi tutta la potenza ricevuta all'entrata di ciascuno stadio amplificatore. In entrambi questi casi ha quindi poco senso parlare di azione filtrante dovuta all'adattamento o al disadattamento di impedenza tra generatore e filtro.

Un secondo modo di considerare lo stesso fenomeno, applicabile anche alla maggior parte dei filtri componibili, è quello di osservare che un rumore bianco applicato alla porta d'entrata deve attraversare normalmente *tutte* le cellule che costituiscono il filtro, prima di arrivare alla porta d'uscita. Ciascuna cellula può eseguire pertanto un'azione progressiva sullo spettro del rumore, fino a formare lo spettro finale richiesto. Questa interpretazione fisica si applica bene ai filtri a separazione elettronica e risulta utile per mettere in evidenza la diversità tra la maggior parte dei filtri reattivi e i filtri a ritardo « trasversali ».

Un'altra differenza con i filtri a ritardo è il fatto, piuttosto ovvio, che nei filtri reattivi il segnale *passa una sola volta* per uno stesso punto; dai mezzi in essi utilizzabili per migliorare la selettività rimane quindi sempre esclusa la *ricorrenza.* Nel funzionamento dei vari filtri reattivi, comunque, è difficile separare nettamente il contributo dei tre fenomeni fisici restanti, cioè la variazione d'impedenza in ciascun componente reattivo, la risonanza e l'interferenza. Solo nei casi meno selettivi, come nel passa-basso con un solo ramo induttivo tra generatore e carico, l'azione filtrante è chiaramente tutta affidata all'aumento graduale dell'impedenza di questo ramo con la frequenza.

Ma è altrettanto chiaro che neppure un maggior numero di tali cellule, a ciascuna delle quali corrisponde una selettività massima di 20 dB/decade, potrebbe spiegare la migliore selettività che si ottiene

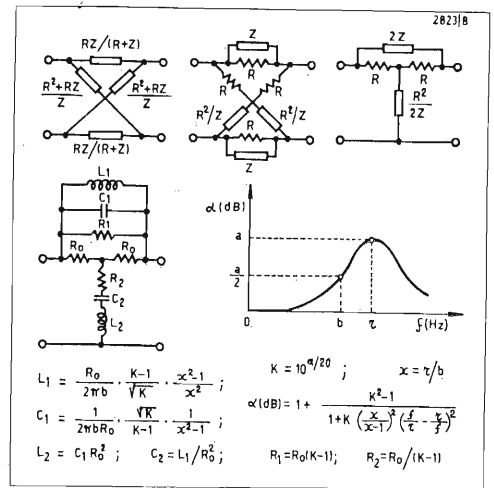
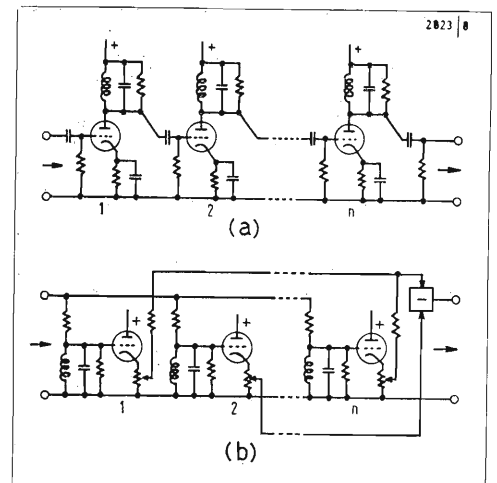
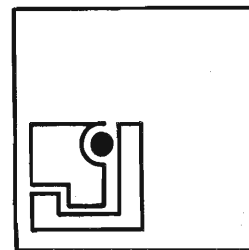



Fig. 6. Esempi di cellule a resistenza costante e formule pratiche per il calcolo dei componenti nel caso di una cellula antirisonante alla frequenza *r*. I valori di R_1 e R_2 ottenuti dal calcolo debbono poi essere corretti in base alle resistenze di perdita in L_1 e L_2; quindi, per mezzo della trasformazione del triangolo R_0-R_1-R_0 nella corrispondente stella, è possibile eliminare uno dei quattro resistori.

Fig. 7. Schemi di principio di un filtro a separazione elettronica (*a*) e di un filtro formatore di spettro a risonatori (*b*). Le due soluzioni possono essere considerate *duali,* facendo corrispondere l'operazione di *prodotto* eseguita nella prima all'operazione di *somma* eseguita nella seconda.

di solito al limite della banda passante, senza ricorrere ad altri fenomeni fisici.

Una distinzione da fare, a questo punto, è quella tra i filtri *a minima rotazione di fase* e gli altri. Il primo gruppo è caratterizzato dal legame che unisce rigidamente l'attenuazione e la risposta di fase (espresso matematicamente dalla trasformata di Hilbert); ad esso appartengono tutti i filtri *a scala* (fig. 5), cioè senza percorsi multipli. In tali filtri il miglioramento della selettività deve essere attribuito alla risonanza tra le diverse parti reattive del circuito.

Il secondo gruppo è caratterizzato da una maggiore libertà tra le risposte d'ampiezza e di fase, derivante dai percorsi multipli esistenti tra un nodo e l'altro (fig. 6); quest'ultimo aspetto circuitale risulta più chiaro osservando che ciascuna cellula di tali filtri, in realtà, corrisponde al parallelo di due cellule a scala sostanzialmente diverse. A migliorare la selettività di questi filtri, conseguentemente, intervengono in varia misura sia la risonanza che l'interferenza.

E' bene aggiungere infine un cenno sull'origine delle ondulazioni nella banda passante di certi filtri reattivi, la cui natura fisica è comune al fenomeno studiato in radiotecnica con i circuiti accordati *sovraccoppiati*. Tra i metodi pratici di progetto dei filtri selettivi ve n'è uno, proposto da Dishal, che si basa appunto sui coefficienti di accoppiamento tra ciascun ramo del filtro e i rami adiacenti. Per ottenere l'andamento di Butterworth in un filtro passa-banda, ad esempio, tali coefficienti vengono fissati pari ai valori di accoppiamento critico; si ottiene così il massimo *allargamento* delle curve di risonanza nei risonatori che costituiscono il filtro, attorno alla loro frequenza comune di accordo (frequenza di centro banda). Per ottenere invece l'andamento di Cebiscev, basta *aumentare* opportunamente i coefficienti di accoppiamento; in tal caso le risonanze tra i singoli elementi reattivi si *disturbano* maggiormente una con l'altra, dando luogo alla comparsa di altre frequenze preferite, che vanno a distribuirsi in tutta la banda passante del filtro.

(continua)

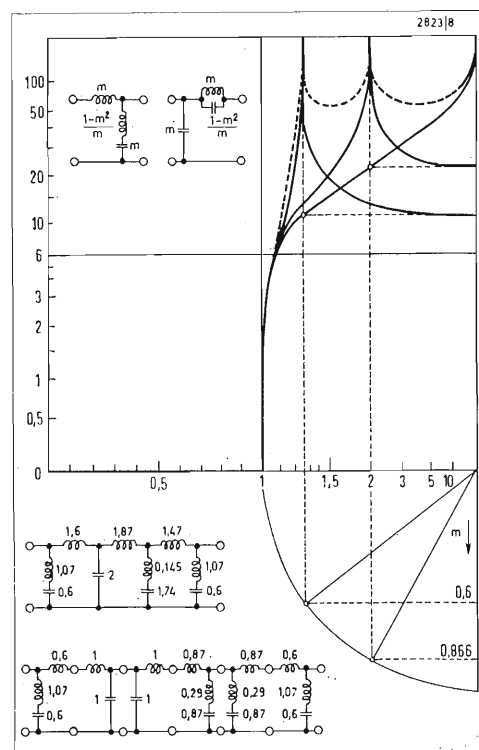



Fig. 8. Diagramma normalizzato relativo ad un esempio di filtro a parametri immagine. Le curve in tratto pieno indicano l'attenuazione teorica delle coppie di cellule uguali nello schema in basso, mentre la curva tratteggiata indica l'attenuazione teorica del filtro completo. I valori normalizzati sono dati direttamente dal parametro *m*, come indicato nelle cellule in alto a sinistra. Facendo *m* pari a uno si elimina un'induttanza o una capacità in queste cellule, che si semplificano allora entrambe nel tipo detto a *k* costante.

L'impiego degli amplificatori operazionali integrati

G. Audisio

Gli amplificatori operazionali integrati trovano un vastissimo campo di impiego, nell'amplificazione dei segnali, nel controllo dei processi, nei filtri attivi ecc., ed in applicazioni non lineari come per esempio gli amplificatori logaritmici, i comparatori, i convertitori analogico – digitale e digitale – analogico, i generatori di funzioni non lineari ecc.
Con gli amplificatori operazionali si impiega una reazione negativa in modo tale che il guadagno a « ciclo chiuso » dell'amplificatore viene a dipendere esclusivamente dalla rete di reazione impiegata. In questa sede ci occupiamo del calcolo delle grandezze che interessano il funzionamento di un amplificatore operazionale reazionato facendo ricorso ad un metodo che ci sembra interessante per la sua semplicità.

1.1. Richiami di teoria sugli amplificatori reazionati.

Un amplificatore reazionato è rappresentabile come in fig. 1, dove μ è il guadagno a « ciclo aperto », ossia il guadagno dell'amplificatore in assenza di reazione, e β è la funzione di trasferimento della rete di reazione.
Il guadagno dell'amplificatore reazionato, ossia il guadagno a ciclo chiuso, è dato dalla formula:

$$G' = \frac{\mu}{1 - \mu\beta} \qquad (1)$$

Poniamo ora $F = 1 - \mu\beta$ ed osserviamo che F è la tensione che si localizza tra i punti P e P' quando si dia una tensione 1 a P' e si apra il circuito tra P e P' (si suppone che l'impedenza di ingresso dell'amplificatore sia molto grande in modo da non alterare il circuito), fig. 2.
La quantità F viene indicata da vari autori come « feedback » o « return difference » o « loop gain ».

1.2. Definizioni.

Per un circuito che comprenda elementi attivi (tubi, transistori ecc.) si possono scrivere le equazioni alle maglie o ai nodi, queste ultime sono in numero minore delle equazioni alle maglie essendo $N - 1$, dove N è il numero dei nodi.
Il Bode (2) fornisce la seguente definizione: la differenza di ritorno, o feedback, per un qualsiasi elemento in un circuito completo è eguale al rapporto dei valori assunti dal determinante del circuito quando l'elemento specificato ha il suo normale valore e quando l'elemento specificato « svanisce ».
L'elemento specificato può essere, per esempio la transconduttanza di un tubo o di un transistore, in un circuito rispettivamente a tubi o a transistori, il feedback è calcolato allora rispetto a quel tubo o a quel transistore, che « svanisce » ossia che viene spento.
In base a questa definizione risulta:

$$F = \frac{\Delta}{\Delta_0}.$$

1.3. Il teorema di Blackman

Le impedenze di un circuito attivo possono essere calcolate mediante il seguente teorema:
« Il rapporto delle impedenze viste in un qualsiasi punto di un circuito quando a un dato elemento W si assegnino due differenti valori è eguale al rapporto delle differenze di ritorno per W quando i terminali fra i quali è misurata l'impedenza sono dapprima cortocircuitati e poi aperti, se le differenze di ritorno sono calcolate in modo che il primo valore di W sia quello di funzionamento e il secondo quello di riferimento ».
Definizione: il valore di riferimento di un qualsiasi elemento è quel valore che dà trasmissione zero attraverso il circuito intero quando tutti gli altri elementi del circuito hanno il loro normale valore.
Osserviamo quindi che se l'elemento considerato è per esempio un transistore esso dà trasmissione zero quando si annulli la sua transconduttanza.
In base a quanto esposto ci proponiamo di calcolare, facendo alcune ipotesi semplificative giustificate dalla pratica, tutti i parametri che interessano gli amplificatori operazionali.

2.1. Teoria fondamentale degli amplificatori operazionali

Nei paragrafi che seguono verranno calcolati i guadagni a ciclo chiuso, il feedback, le impedenze di ingresso e di uscita nelle due configurazioni circuitali che sono attuabili con gli amplificatori operazionali integrati: inverting e non-inverting. Ricordiamo infatti che un amplificatore operazionale ha due ingressi denominati appunto inverting e non-inverting input a seconda che il segnale di uscita risulti sfasato di 180° o sia in fase

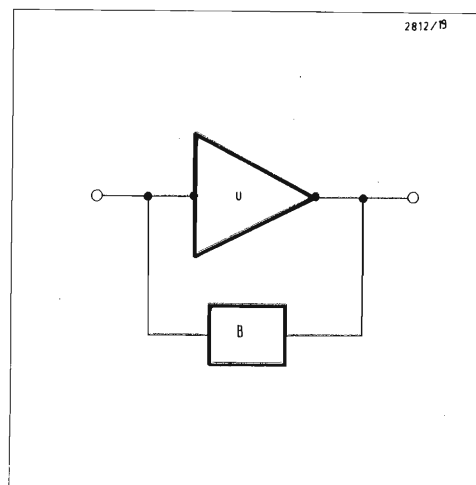
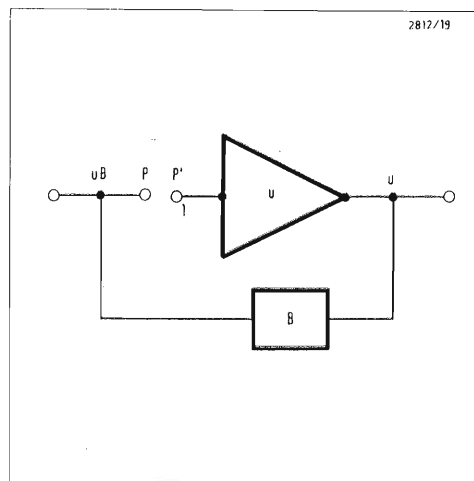
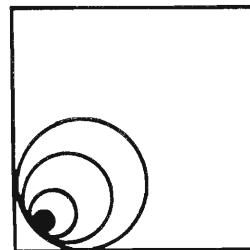



Fig. 1 - Amplificatore reazionato.

Fig. 2 - Calcolo del « feedback ».

con quello di ingresso. Nelle figure tali ingressi sono stati indicati con i simboli (−) e (+).
La prima ipotesi semplificativa riguarda la corrente di uscita *Io*, che si ritiene eguale a zero *o*, il che è lo stesso, si suppone la resistenza di carico *Rc* infinita. In pratica l'errore è piuttosto piccolo se *Rc* è di 1000 o meglio 2000 Ω.
Se l'amplificatore differenziale da noi impiegato richiede una corrente di polarizzazione non trascurabile per ciascun ingresso sarà necessario che le resistenze, ovvero le parti reali delle impedenze, che collegano i due ingressi a massa, siano eguali, in tal modo i due ingressi avranno la stessa tensione continua di polarizzazione.
L'impedenza *Zg* della fig. 3 comprende l'impedenza interna del generatore di segnale e l'eventuale impedenza del circuito di reazione.
Le impedenze *Zi* e *Zoi* indicano rispettivamente le impedenze « intrinseche » di ingresso e di uscita dell'amplificatore operazionale. Il simbolo *A(f)* rappresenta il guadagno a ciclo aperto che dipende dalla frequenza.

2.2. Configurazione inverting. Calcolo del feedback

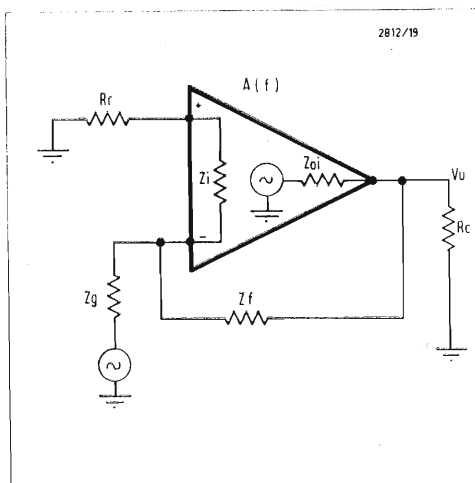
Per semplicità invece di scrivere le equazioni del circuito di figg. 3-4 applichiamo il metodo seguente. Apriamo il circuito in *P'* e applichiamo in ingresso la tensione 1, avremo in uscita la tensione: $-1 \cdot A(f)$ il feedback riporta in ingresso tensione:

$$\mu\beta = -\frac{1 \cdot A(f)}{Zg + Zf} Zg \; (^*)$$

(*) Per non alterare il circuito aperto in $P - P'$ si dovrebbero considerare gli elementi tratteggiati in fig. 4, ma il parallelo tra *Zg* e (*Zi* + *Rr*) risulta ≅ *Zg* perchè *Zi* è molto maggiore di *Zg*; inoltre *Zoi* è trascurabile.
Risulta quindi:

$$F = 1 + \frac{A(f)}{Zf + Zg} Zg = \\ = 1 + \frac{A(f)}{1 + \frac{Zf}{Zg}} \cong \frac{A(f)}{1 + \frac{Zf}{Zg}}$$

Fig. 3 - Amplificatore operazionale.

Fig. 4 - Calcolo del feedback per la configurazione inverting.

2.3. Configurazione inverting. Guadagno a ciclo chiuso

Risulta:

$$A'(f) = \frac{-A(f)}{F} = -\frac{1 + \frac{Zf}{Zg}}{A(f)} \cdot A(f) = \\ = -\left(1 + \frac{Zf}{Zg}\right) \cong -\frac{Zf}{Zg}$$

relazione che viene praticamente usata per il calcolo del guadagno a ciclo chiuso.

2.4. Configurazione inverting. Impedenza di ingresso

L'impedenza di ingresso si calcola con il teorema di Blackman.

$$Z'in = Zin \frac{F(0)}{F(\infty)} \qquad (2)$$

Zin va calcolata con il componente attivo, nel nostro caso l'amplificatore operazionale, spento (fig. 5).
$Zin = (Zi + Rr) \, // \, (Zf + Zoi) \cong Zi$; con $Zf \gg Zi$
Con il simbolo // si è indicato il parallelo.
Per il calcolo di $F(0)$ si deve cortocircuitare l'ingresso, in questo caso, risulta allora $A(f) = 0$, com'è evidente, per cui:

Fig. 5 - Calcolo dell'impedenza di ingresso per la configurazione inverting.

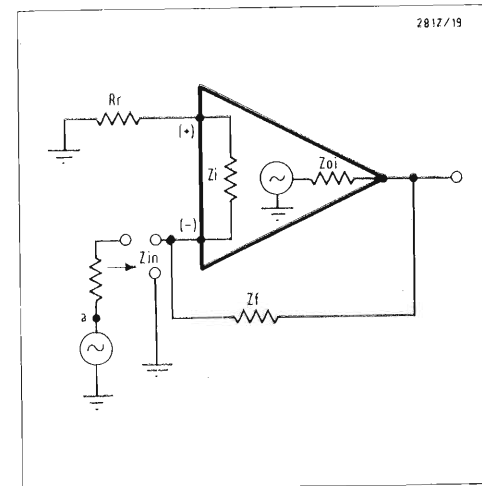
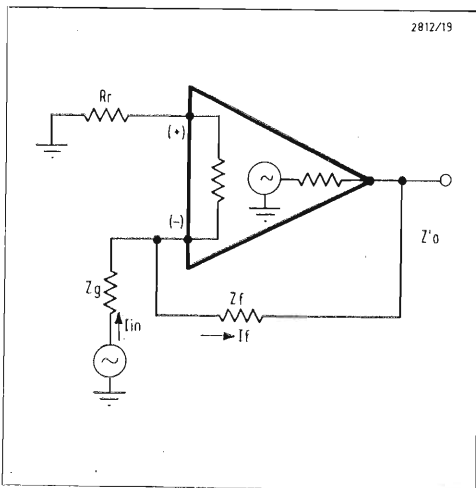



Fig. 6 - Calcolo dell'impedenza di uscita. Massa virtuale.

$F(0) = 1$.
Per $F(\infty)$ l'ingresso risulta aperto per cui si ha:

$$F(\infty) = 1 + \frac{A(f)}{1 + \frac{Zf}{Zg}} \cong \frac{A(f)}{Zf} Zg$$

L'impedenza vista dal generatore, ossia dal punto « a », (fig. 5), risulta

$$Z''in = Zg + Zi \frac{Zf}{Zg\,A(f)} \cong Zg \qquad (3)$$

per $A(f)$ che tende all'infinito.

2.5. Configurazione inverting. Impedenza di uscita.

Applicando ancora il teorema di Blackman (fig. 6) abbiamo:

$$Z'o = Zo \frac{F(0)}{F(\infty)}$$

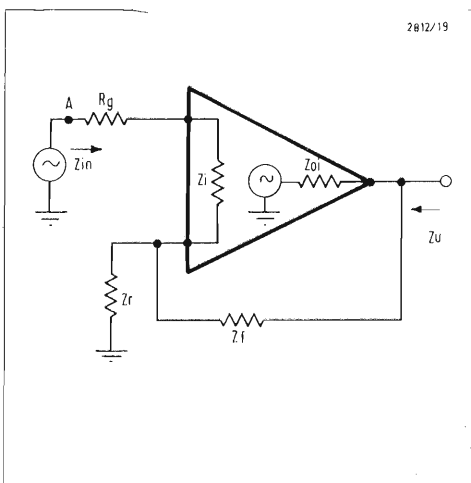
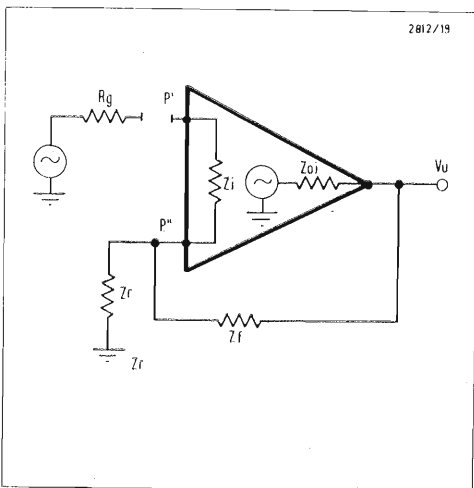
dove $Zo = Zoi$.
Se cortocircuitiamo l'uscita, si ha $F(0) = 1$

viceversa $F(\infty) = 1 + \dfrac{A(f)\,Zg}{Zf + Zg}$

Risulta quindi:

$$Z'oi = Zoi \frac{1}{1 + \frac{A(f)}{Zf + Zg} Zg} =$$

$$= Zoi \frac{1 + \frac{Zf}{Zg}}{A(f)}$$

Fig. 7 - Calcolo del feedback.

che è l'equazione classica, essa dimostra che l'impedenza di uscita tende a zero per $A(f)$ che tende ad infinito.
Possiamo verificare la formula ottenuta per il guadagno a ciclo chiuso utilizzando il risultato ottenuto per l'impedenza di ingresso. Abbiamo infatti, per la (3): $Z''in = Zg$. Ciò significa che l'ingresso (−) è a zero volt ossia costituisce una « massa virtuale ». In base a questa osservazione possiamo scrivere (fig. 6):
$If = Iin$, ossia:

$$Iin = \frac{Vin}{Z''in} = \frac{Vin}{Zg} = \frac{-Vu}{Zf}$$

dove Vu è la tensione di uscita.
Con semplici passaggi otteniamo:

$$\frac{Vu}{Vin} = -\frac{Zf}{Zg}$$

che è la formula (§ 2.3) ottenuta per il guadagno a ciclo chiuso.

3.1. Configurazione non-inverting. Calcolo del feedback

Applichiamo ora (fig. 7) il segnale in P', otteniamo in uscita il segnale $Vu = 1 \cdot A(f)$, se 1 è il valore della tensione di ingresso. Nel punto P'' si ha la tensione (con le solite approssimazioni):

$$\frac{1 \cdot A(f)}{Zf + Zr} Zr,$$

il valore di F è:

$$F = 1 + \frac{A(f)}{1 + \frac{Zf}{Zr}} = \frac{A(f)}{1 + \frac{Zf}{Zr}} \qquad (4)$$

3.2. Configurazione non-inverting. Guadagno a ciclo chiuso

Il guadagno a ciclo chiuso si ottiene facilmente:

$$A'(f) = \frac{Vu}{Vi} = \frac{A(f)}{F},$$

sostituendo il valore di F dato dalla (4) si ha:

$$A'(f) = 1 + \frac{Zf}{Zr}$$

per $A(f)$ che tende ad infinito.

Fig. 8 - Calcolo dell'impedenza di ingresso.

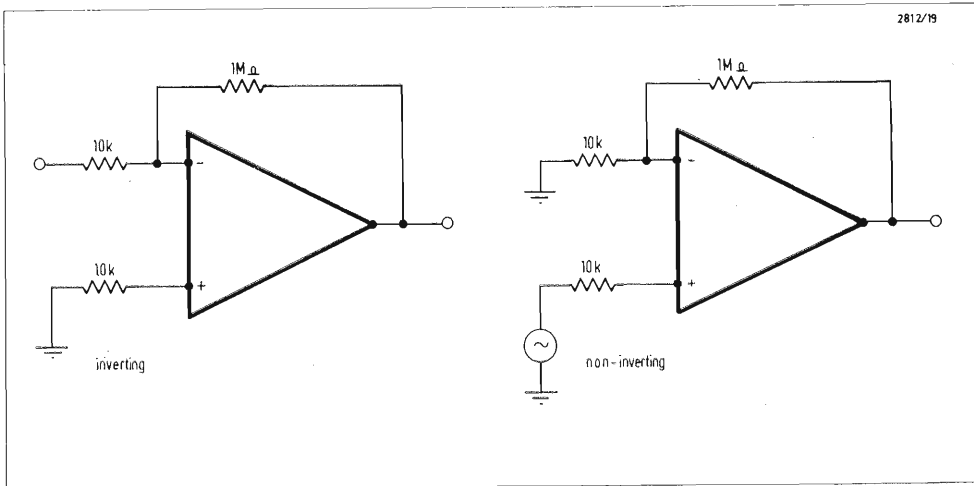
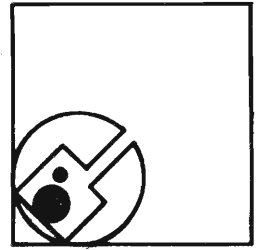



Fig. 9 - Esempi di calcolo di guadagno a ciclo chiuso.

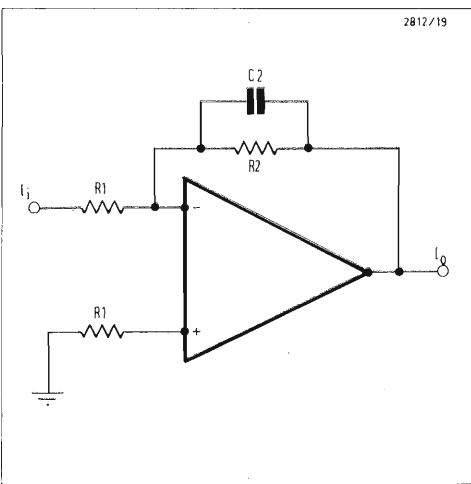



Fig. 10 - Amplificatore passa basso.

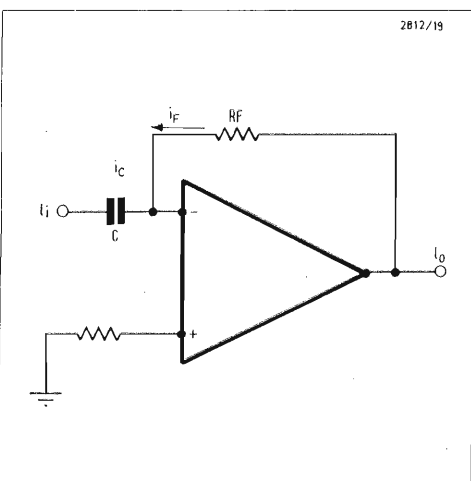



Fig. 11 - Differenziatore.

3.3 Configurazione non-inverting. Impedenza di ingresso.

Con le solite approssimazioni risulta (fig. 8) $Zin \cong Zi$.
Procedendo come nei casi già visti, calcoliamo l'impedenza di ingresso vista dal generatore. $F(0)$ si calcola mettendo il punto A a massa per cui risulta $F(0) = F$, infatti il loop non viene alterato.
Aprendo il circuito tra A e massa per calcolare $F(\infty)$, cade il significato di amplificatore differenziale per cui abbiamo $F(\infty) = 1$.
Sostituendo nella (2) i valori di $F(0)$ e di $F(\infty)$ appena calcolati si ottiene:

$$Z'in = Zi \left[1 + \frac{A(f)}{1 + \frac{Zf}{Zr}} \right].$$

3.4. Configurazione non-inverting. Impedenza di uscita.

Procedendo come nel caso precedente, osserviamo che:
$Zo = Zoi$; $F(0) = 1$; infatti è calcolato con l'uscita in corto circuito, mentre si ha $F(\infty) = F$, essendo il circuito di uscita aperto.
Applichiamo ora la (2), risulta:

$$Zo = Zoi \left[\frac{1 + \frac{Zf}{Zr}}{A(f)} \right].$$

È questa la classica espressione della impedenza di uscita ed è identica a quella trovata per la configurazione inverting.

4.1. Esempi.

I risultati ottenuti nei paragrafi precedenti vengono ora applicati nei seguenti esempi:
Inverting amplifier (fig. 9), con le formule del § 2.3 si ottiene:

$$A'(f) = \frac{1\ M}{10\ k} = 100$$

$Z'in = 10$ k.

Non-inverting amplifier (fig. 9).

$$A'(f) = 1 + \frac{Rf}{Rr} = 1 + \frac{1\ M}{10\ k} = 101.$$

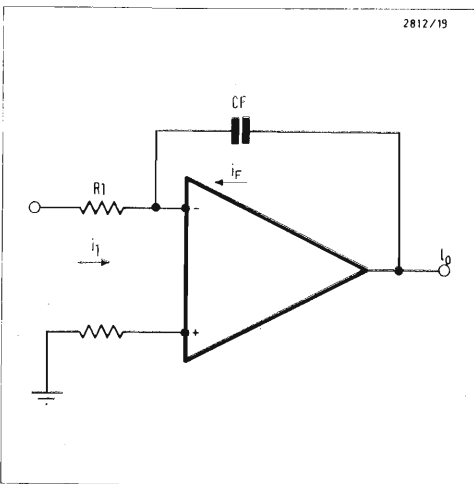
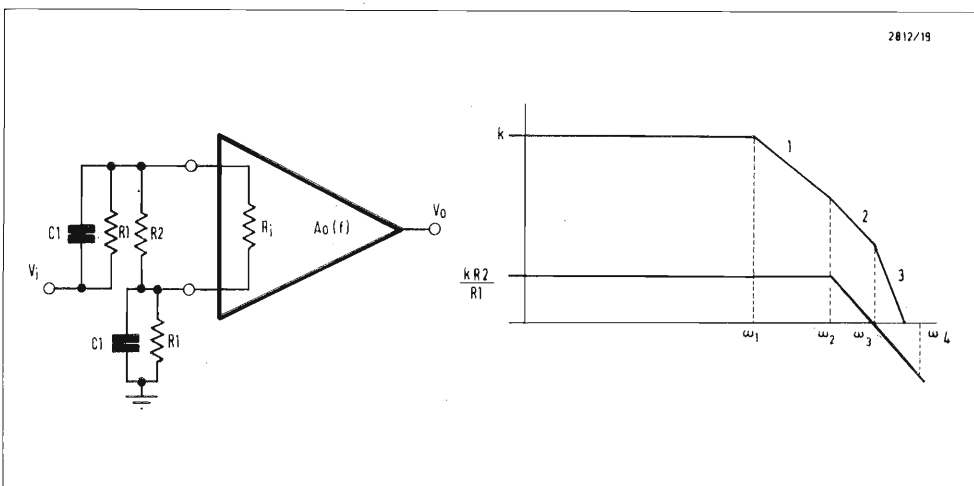
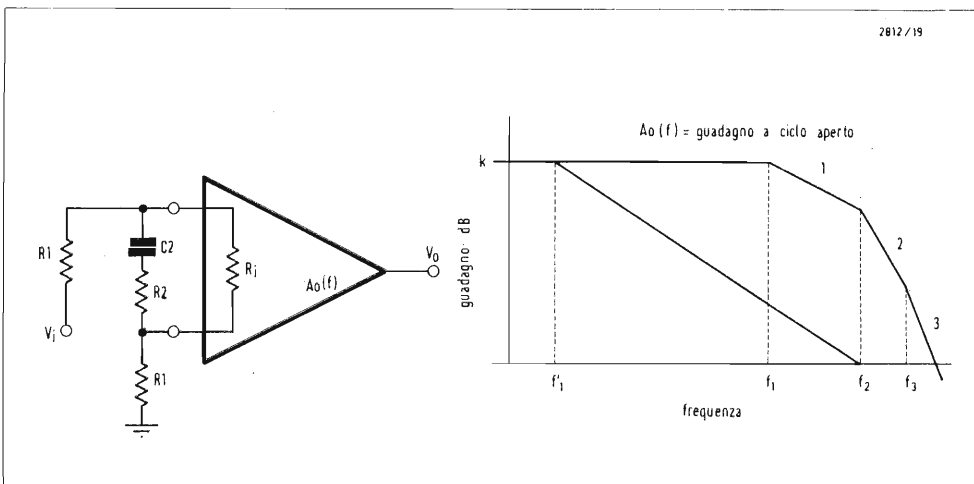



Fig. 12 - Integratore.

Fig. 13 - Compensazione di fase di un amplificatore operazionale ottenuto mediante modificazione di guadagno a ciclo aperto tramite un circuito inserito in parallelo ai terminali di ingresso.

Fig. 14 - Compensazione di fase ottenuta mediante modificazione della impedenza di ingresso.

Amplificatore passa basso

Dalle formule del 2.3 si ha nel caso della fig. 10

$$A'(f) = -\frac{Zf}{R_1}$$

$$Zf = \frac{R_2 \dfrac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \dfrac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2} =$$

$$= \frac{R_2}{1 + sR_2C_2}$$

con $s = j\omega$

$$V_0 = -\frac{Vin}{R_1} \cdot \frac{R_2}{1 + sR_2C_2}$$

ponendo ora:

$$A_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$

si ottiene:

$$A'(f) = \frac{A_0}{1 + sR_2C_2}$$

Il guadagno a -3 dB si ha quando

$$f = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

infatti in questo caso risulta:

$$\left|A\right|_{-3\,dB} = \frac{A_0}{M2}.$$

Differenziatore

Dal circuito della fig. 11 si ricava:

$$ic = C\frac{de_1}{dt}$$

ed essendo il punto (−) una massa virtuale, si ha: $ic + if = 0$ ed inoltre

$eo = i_f Rf = -icRf = -CRf\,(de_1/dt)$

$e_0 = -sCRfe_1 = -s\tau e_1$ con $\tau = C \cdot Rf.$

Integratore

Applicando il procedimento del paragrafo precedente alla fig. 12 si ottiene:

$$i_1 = \frac{e_1}{R}$$

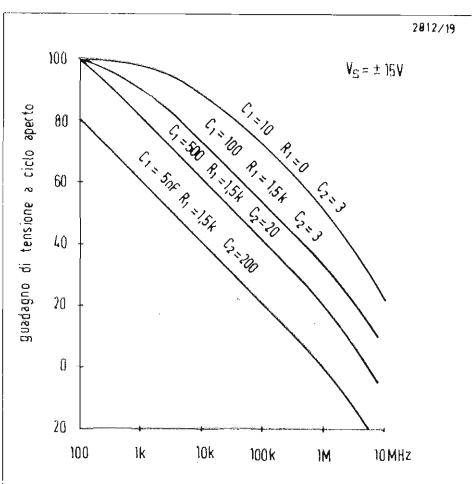
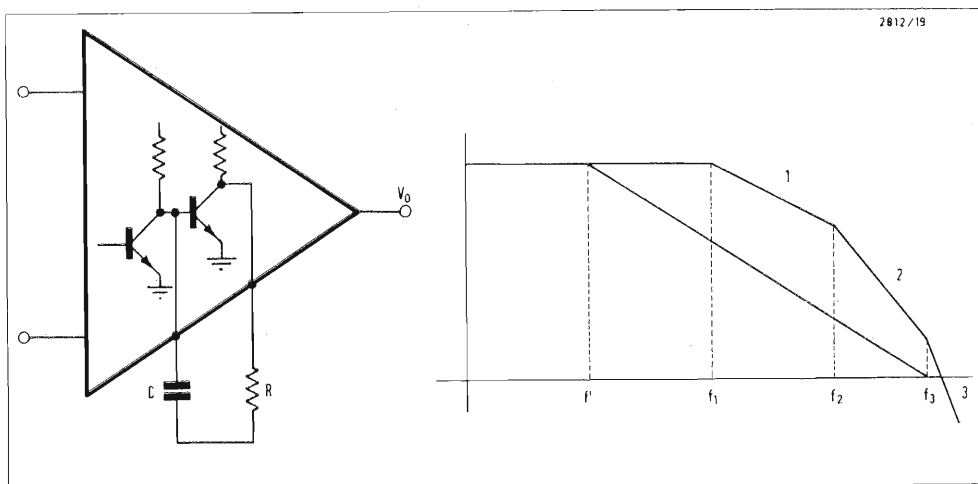
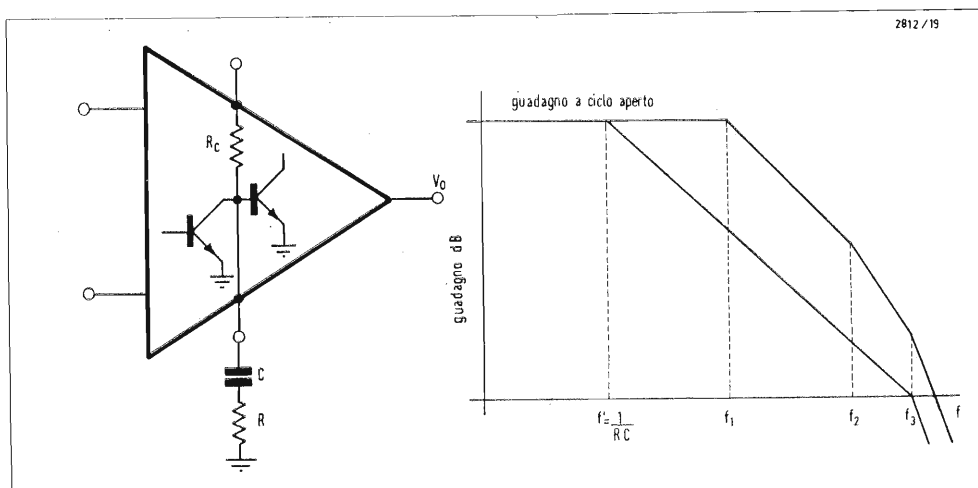
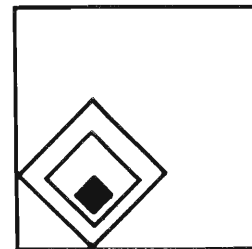



Fig. 15 - Compensazione di fase ottenuta modificando la risposta a ciclo aperto.

Fig. 16 - Compensazione di fase ottenuta modificando la risposta a ciclo aperto e utilizzando l'effetto Miller.

Fig. 17 - Risposta a ciclo aperto (open-loop) per diversi valori della compensazione.

$$i_f = C \frac{de_0}{dt}$$

$$i_f + i_1 = 0$$

per cui

$$- C \frac{de_0}{dt} = \frac{e_1}{R}$$

e quindi:

$$e_0 = - \frac{1}{RC} \int e_1 \, dt = - \frac{e_1}{s\tau}.$$

5.1. La stabilità degli amplificatori operazionali

Come in tutti gli amplificatori reazionati anche negli operazionali integrati occorre controllare la fase della reazione in modo che il feedback non diventi positivo alle alte frequenze provocando l'instabilità dell'amplificatore.
Nell'industria si applica la regola seguente, che consente di stabilire se un amplificatore è stabile oppure no: per una configurazione incondizionatamente stabile la caratteristica ideale del feedback $1 + Zf/Zr$ deve intersecare la risposta a ciclo aperto $A(f)$ ad una pendenza minore di 12 dB per ottava. Risulta opportuno, specie nel caso di parametri concentrati, limitarsi ad una pendenza di 6 dB per ottava.

5.2. Tecniche di compensazione di fase

Per compensare l'eccessiva variazione di fase alle alte frequenze, si fa ricorso alla modifica di uno o più dei seguenti parametri:
1) guadagno a ciclo chiuso $1 + Zf/Zr$;
2) impedenza di ingresso a ciclo aperto Zi (fig. 13 e Fig. 14);
3) guadagno a ciclo aperto $A(f)$.
Il metodo più usato è il 3) in cui si effettua una modifica interna del guadagno a ciclo aperto introducendo una frequenza d'angolo, mediante il circuito *RC* (fig. 15) oppure sfruttando l'effetto Miller (fig. 16) che consente di ridurre il valore della capacità.
I « data sheets » forniscono, in genere, i valori di *R* e di *C* e la relativa risposta in frequenza a ciclo aperto (figg. 17-18-19).

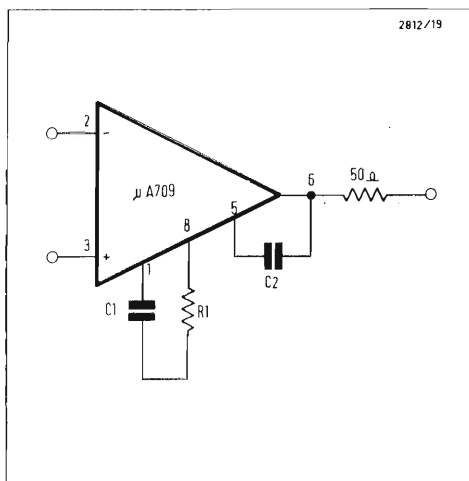
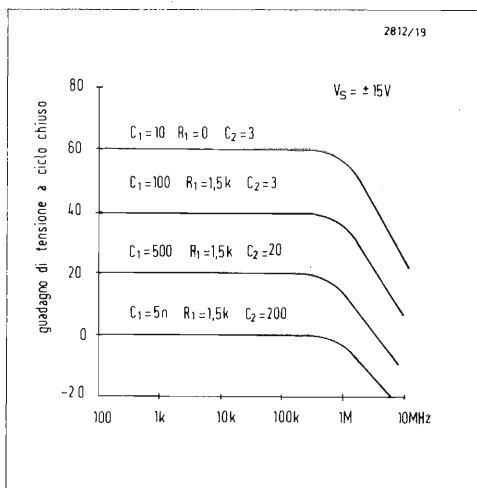



Fig. 18 - Risposta in frequenza per diversi valori del guadagno a ciclo chiuso.

Fig. 19 - Compensazione di fase per il μA709. Le figg. 17 e 18 si riferiscono a questo circuito.

Bibliografia

1. Application note ICAN5290 RCA: Integrated Circuits Operational Amplifiers.
2. Bode: Network Analysis and Feedback Amplifiers Design. Van Nostrand N. York 1945.
3. Application of CA3080 and CA3080A High Performance Operational Transconduttance Amplifiers. RCA.
4. C. Bottazzi: Introduzione alla tecnica operazionale. Philips ELCOMA.
5. The application of linear microcircuits SGS.

Pesatura elettronica per il centro Italsider di Taranto

La Philips S.p.A. ha acquisito una importante commessa per la fornitura di sistemi di pesatura elettronici per il caricamento automatico dell'altoforno n. 5 del Centro Italsider di Taranto.

L'altoforno n. 5, la cui parte di caricamento è completamente progettata e costruita dalla Società Italiana Impianti di Genova che cura anche il coordinamento e la progettazione di tutto l'altoforno, con la prevista potenzialità di 10 mila tonnellate di ghisa prodotte al giorno, sarà uno dei più grandi in Europa e nel mondo.

La pesatura e il controllo automatico dei materiali che servono per la preparazione della ghisa — premessa indispensabile per ottenere un prodotto dalle qualità rigidamente stabilite mediante una certa ricetta o formulazione — avviene tramite 13 tramogge (ciascuna di portata 20-100 tonnellate) e su bilancia a nastro.

Sotto gli appoggi di ogni tramoggia tre celle di carico convertono direttamente il peso in una tensione elettrica con una precisione migliore dello 0,2%.

L'indicazione del peso viene altresì fornita sotto forma numerica nella sala di controllo posta a mezzo chilometro di distanza.

Queste apparecchiature andranno ad aggiungersi ad altre analoghe già installate nel medesimo Centro per gli altiforni n. 1 e 4.

■

Demodulatore sincrono per ricevitori TV con inversione dei punti bianchi

In un ricevitore TV la demodulazione sincrona della radio frequenza video rappresenta un notevole passo innanzi nel progetto del circuito, ma è applicabile solamente se si usano circuiti integrati. La Philips, a completamento dei circuiti « jungla » TBA 890/900 e TBA 500, ha ora prodotto il demodulatore sincrono TCA 540 (per l'uso con il TBA 920 è preferibile il già noto TCA 270).

Usando il metodo della demodulazione sincrona, gli impulsi di rumore appaiono sullo schermo sotto forma di puntini bianchi. Il TCA 540 ha incorporato un invertitore dei puntini bianchi che serve per la rivelazione degli impulsi di rumore; per la loro inversione e per la riconversione al livello di nero. Il circuito contiene anche un amplificatore video e produce un segnale di controllo automatico di frequenza per il sintonizzatore. La rigenerazione della portante si ottiene passivamente filtrando e limitando il segnale di ingresso.

Con il TCA 540 si può ottenere una demodulazione con elevatissima linearità ($m > 0,95$) e modesto sfasamento differenziale. Di conseguenza, il prodotto di intermodulazione del circuito è piccolo. Grazie alla elevata linearità di questo demodulatore è richiesto un solo canale di demodulazione. Si può anche ridurre il numero delle « trappole » e dei circuiti di accordo e non è richiesto lo « screening ».

La modulazione di frequenza multiplex per stereo

Parte VIII - Circuiti complementari del ricevitore MF stereo

A. Nicolich

Nelle precedenti puntate si sono analizzati i circuiti fondamentali necessari per decodificare il segnale composto stereo e ricavare i segnali dei canali sinistro e destro. Accanto a tali circuiti, che cotituiscono il cuore del ricevitore MF stereo, quest'ultimo comprende alcuni circuiti accessori, che, se non indispensabili, servono a facilitarne l'uso e a migliorarne le caratteristiche di riproduzione acustica.

Intendiamo riferirci agli indicatori di stereo, agli indicatori di nota o di fischio, ai commutatori automatici MF-MF stereo. Questi circuiti speciali si basano sul segnale pilota a 19 kHz e poiché questo è trasmesso solo dalle stazioni radio MF stereo, la sua presenza o assenza nel segnale ricevuto serve a far capire se la trasmissione in ricezione è stereo o mono e spesso anche a individuare l'emittante.

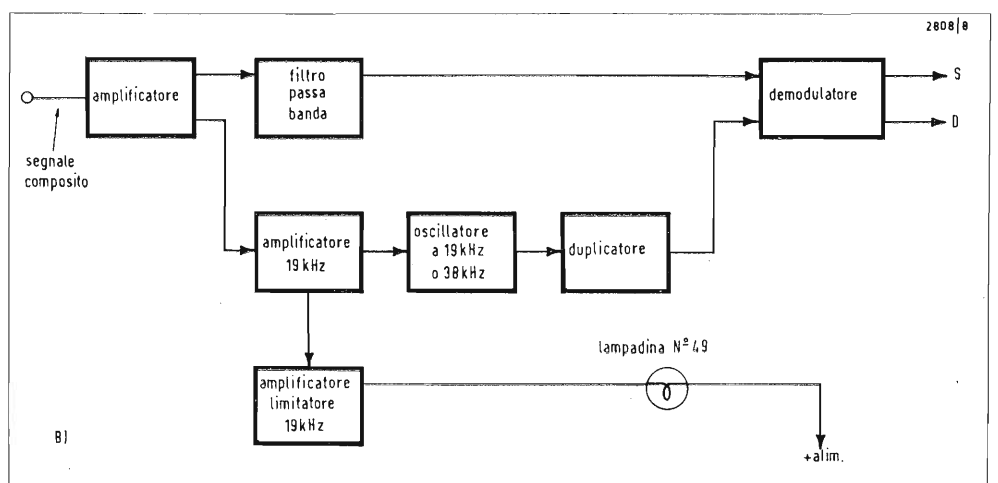
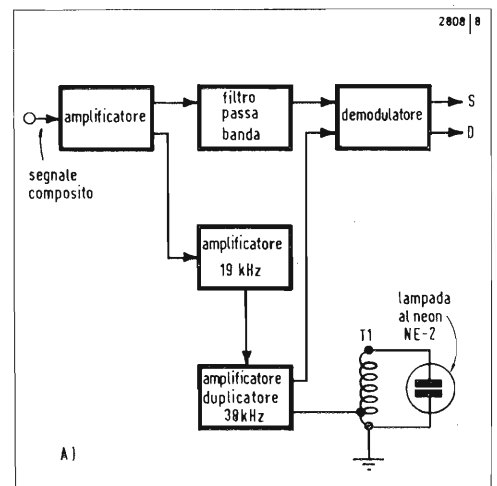
Il segnale a 19 kHz può essere utilizzato per accendere una spia luminosa, o eccitare un occhio magico (come quelli usati come indicatori di sintonia di un ricevitore su una trasmittente), o infine per azionare uno strumento indicatore a indice.

Lampadine indicatrici di stereo

I circuiti sensibili alla presenza del segnale pilota a 19 kHz e che provocano l'accensione di una lampadina spia vanno bene, tanto per i decodificatori a matrice, quanto per quelli a divisione del tempo. Sorge la questione delle differenze fra decodificatori ad oscillatore locale e decodificatori senza oscillatore. Ce se ne può rendere conto considerando la fig. 74.

Nello schema a blocchi di fig. 74*a*, la tensione di reinserzione della portante a 38 kHz è ottenuta con successive amplificazioni seguite da una duplicazione di frequenza, a partire dal segnale a 19 kHz ricevuto. In conseguenza, se la stazione ricevuta non trasmette un segnale stereo contenente il pilota a 19 kHz, alla presa dell'autotrasformatore T_1 non può esserci la tensione a 38 kHz. Se invece la trasmissione è stereo, alla presa di T_1 è presente la stessa tensione (dell'ordine di 10 Veff o più) a 38 kHz utilizzata per demodulare il segnale stereo in arrivo. T_1 è un autotrasformatore elevatore, agli estremi dell'avvolgimento totale del quale, la tensione vale 65-70 V, sufficiente per fare innescare la lampada al neon NE-2. Lo schema a blocchi della fig. 74*b* rappresenta un possibile dispositivo di lampadina indicatrice, in cui il circuito fondamentale del decodificatore contiene l'oscillatore locale. Premesso che questo oscillatore sia sempre in funzione, anche in assenza di segnale stereo, la tensione di eccitazione della spia non può essere prelevata dall'oscillatore o dal duplicatore, perchè la lampadina resterebbe sempre accesa. Allora, qui si provvede ad un'ulteriore separata amplificazione e limitazione dell'onda pilota a 19 kHz, per innalzare la tensione e il livello di potenza ai valori occorrenti per far illuminare la lampadina indicatrice.

Lo stadio amplificatore-limitatore mostrato in fig. 74*b* può essere uno stadio a transistore normalmente polarizzato all'interdizione. Pertanto, se il segnale ricevuto non è stereo, non passa corrente di collettore e la lampadina è spenta. Quando la trasmissione è stereo, allo stadio arriva una tensione a 19 kHz, esso si sblocca e la corrente di collettore dà luogo ad una corrente pulsante nella lampadina; gli impulsi provocano l'illuminazione della lampadina con intensità dipendente dalla corrente media in circuito.

Fig. 74 - *A*) Unità senza oscillatore. *B*) Unità con oscillatore.

Circuiti indicatori di stereo

Un circuito indicatore basato sul principio di fig. 74*a* è riportato parzialmente in fig. 75. L'uscita dell'amplificatore a 19 kHz è applicata al duplicatore a38 kHz (stadio Q_1) provvisto del circuito L_1, C_1 risonante a 38 kHz. Il forte segnale a questa frequenza è applicato, tramite C_3, ai diodi D_1 e D_2 del demodulatore, nel modo convenzionale con un circuito, ad es., come quello mostrato in particolare in fig. 65 (demodulatore del mod. KN-265 Knight). Contemporaneamente, la tensione a 38 kHz viene applicata, attraverso C_4, allo stadio Q_2. La tensione negativa − A.T. di lavoro applicata al collettore di Q_2 è di soli − 20 V; insufficienti a far innescare il bulbo al neon NE-2E. Quando il segnale a 38 kHz viene amplificato, poichè L_2 e C_2 formano un circuito risonante ad alto Q per questa frequenza, una tensione alternata si somma alla tensione continua di riposo, e la risultante è sufficiente a far accendere la lampadina.

Si può usare come indicatore luminoso anche un tubo r.c. tipo EM80 o 6FG6, comunemente usato come indicatore di sintonia (occhio magico); un esempio è mostrato in fig. 76. In questo sintonizzatore di tipo a t.r.c., il segnale amplificato a 19 kHz presente ai capi del circuito risonante L_1 e C_1, viene applicato, tramite C_2 al duplicatore 38 kHz di tipo convenzionale e, contemporaneamente alla griglia di V_1b, la cui corrente anodica alternativa serve a controllare l'anodo dell'indicatore V_2. La polarizzazione di V_2 è regolata in modo che in presenza di un segnale a 38 kHz di ampiezza opportuna al piedino 7 di V_2, i settori verdi fluorescenti di questo indicatore si chiudono completamente, indicando così che l'apparecchio è accordato su di una trasmittente stereo. Si noti che alla griglia di V_2 è collegata una tensione di c.a.g. in MF o in MA, per cui lo stesso tubo V_2 serve ad un tempo come indicatore di stereo e come indicatore di sintonia; conviene disconnettere l'anodo di V_1b dal piedino 7 di V_2 mediante un commutatore (non rappresentato in fig. 76), quando si vuole fare il doppio uso di V_2. L'utente, quando ricerca una stazione, deve portare il commutatore in posizione MF-monofonia. Dopo aver sintonizzato il ricevitore al centro del canale per mezzo dell'occhio magico, egli deve ruotare il commutatore in posizione MF-stereo, per cui l'indicatore ora gli fa sapere se la stazione captata trasmette in stereo o in monofonia.

Come si è detto sopra, un decodificatore contenente un oscillatore locale a 19 o a 38 kHz richiede una catena di amplificazione indipendente a 19 kHz unitamente ad un dispositivo indicatore luminoso. Un simile circuito è riportato in fig. 77 ed è usato nel ricevitore stereo AR13 della Heat Company. Il transistore Q_1 è il primo amplificatore del segnale a 19 kHz. Il circuito risonante L_1 e C_1 nel circuito di collettore fornisce la tensione sincronizzante per l'oscillatore locale a 38 kHz (non riportato nella fig. 77). Poi, il segnale a 19 kHz è applicato, mediante C_2, alla base di Q_2, polarizzato all'interdizione (si noti che non c'è alcun circuito di polarizzazione); perciò in assenza di segnale a 19 kHz, poca o nulla corrente scorre in R_3 e quindi nella lampada al neon N. 49. Quando si riceve una stazione stereo, il segnale amplificato a 19 kHz applicato alla base di Q_2 provoca una conduzione a impulsi, come quelli indicati nello schema, di ampiezza circa 5.5 Vpp. La lampada è percorsa da corrente pulsante e quindi si illumina. Sebbene la lampadina N. 49 è data per 2 V o 28 mA, il valore di tensione punta-punta di 5,5 V non danneggia la lampada, perchè il periodo di lavoro o durata di funzionamento è molto piccolo essendo la corrente a impulsi; però il valore medio della corrente continua nella lampada non deve superare il massimo prescritto.

Il diodo D_1 e il transistore Q_3 non riguardano il circuito della lampadina, ma servono per un altro circuito accessorio di questo schema: il commutatore automatico MF-MF stereo. Di esso si dirà nel seguito.

Prima di passare ad altre forme di indicatori di stereo, notiamo che il segnale pilota a 19 kHz incidente può essere usato per azionare un relè, i cui contatti possono servire ad accendere lampadine, commutare circuiti e svolgere altre funzioni associate a circuiti di decodificazione stereo più elaborati. Naturalmente quanto più rifiniture ci sono, tanto maggiore è il costo del prodotto finale. Si tenga presente che già nessuno dei cir-

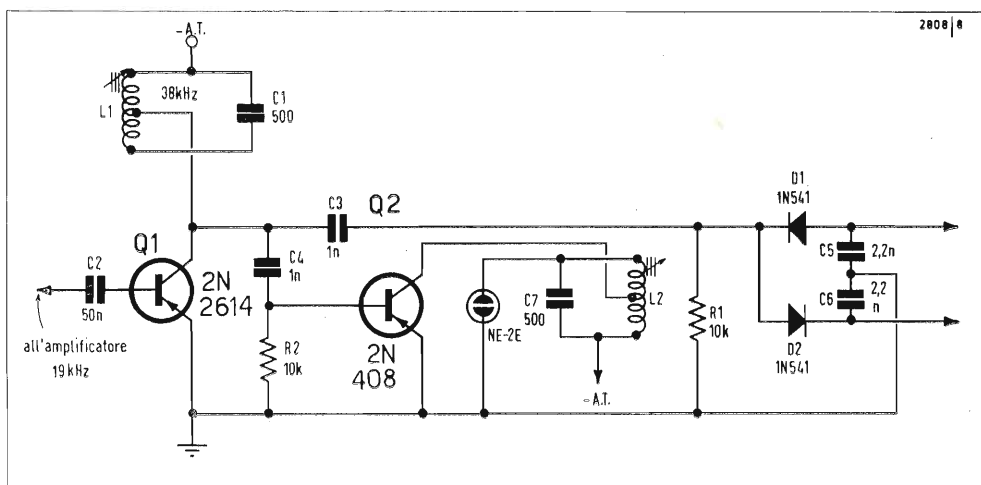
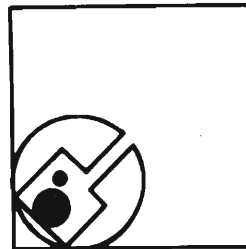



Fig. 75 - Circuito indicatore di stereo del mod. KN265, Knight.

cuiti descritti in questa parte è essenziale per la ricezione MF-stereo, ma che sono soltanto mezzi per aiutare l'utente a identificare una stazione radio emittente stereo. A motivo della compatibilità (cioè un ricevitore monofonico può ricevere una trasmissione stereo, naturalmente in modo monofonico), le stazioni trasmittenti raramente comunicano agli ascoltatori se o no l'emissione è stereo.

Indicatori di nota o di fischio

I circuiti indicatori di stereo qui sopra descritti richiedono tutti un numero non trascurabile di componenti circuitali, per cui hanno un certo peso nella determinazione del costo finale del ricevitore. Si è perciò ripiegato, per gli apparecchi economici, su di un tipo più semplice, dove la presenza di un'emissione stereo è rivelata da una nota o « fischio » emessa (o) dal ricevitore, quando l'ascoltatore aziona un commutatore di prova. Questo dispositivo richiede che l'ascoltatore partecipi attivamente, ma la sua partecipazione è molto modesta: egli deve solo manovrare un commutatore per « saggiare » se la trasmissione è stereo. Il circuito è relativamente economico. Tutte le parti aggiuntive consistono in un commutatore bipolare, ad una via e in un unico condensatore ceramico a disco. Il circuito può essere usato limitatamente a quei decodificatori, che contengono un oscillatore locale a 19 o a 38 kHz sempre oscillante. Un simile dispositivo è rappresentato in fig. 78, che rappresenta il circuito dei ricevitori Crestmark SR-100. Un segnale pilota precedentemente amplificato viene applicato, attraverso C_1, all'oscillatore locale V_1b, per agganciarlo. La frequenza dell'oscillatore è determinata da L_1 e C_3. Essendo C_3 di valore fisso (6,2 nF), il circuito dell'oscillatore viene agganciato accordando L_1, finchè si provoca il fischio udibile, prodotto dal battimento del segnale incidente a 19 kHz con il segnale dell'oscillatore non ben sintonizzato e continuando a regolare L_1 fino all'annullamento di questo battimento. Si regola poi ancora L_1 per la miglior separazione. L'idea dell'indicatore di stereo a fischio è sorta appunto dal fischio generato da un oscillatore dissintonizzato facente battimento con il segnale entrante a 19 kHz. Il commutatore di prova S_1 è rappresentato in posizione di « ascolto ». Se lo si porta in posizione di « prova », si collega un condensatore di 1 nF (C_2) in parallelo al condensatore 6,2 nF dell'oscillatore, alterando la frequenza di quest'ultimo dai 19 kHz nominali a circa 18 kHz. Se non è stato trasmesso il segnale pilota a 19 kHz (trasmissione monofonica), il battimento non può aver luogo e nulla si sente nell'altoparlante del ricevitore. Se la stazione trasmette un segnale stereo, si ode una nota di battimento di circa 1 kHz. Il commutatore S_1b serve a scollegare dai demodulatori il segnale audio composito durante la prova di stereo. Se non si facesse questa operazione, si avrebbe un audio sovrapposto ad una nota di 1 kHz indicatrice di stereo. A prova ultimata, si ritorna S_1 nella posizione primitiva di ascolto, l'inoltro dell'audio composito è ripristinato e C_2 viene staccato dal circuito dell'oscillatore che viene immediatamente agganciato al segnale pilota a 19 kHz. Simili circuiti possono essere facilmente aggiunti ai decodificatori MF preesistenti impieganti un oscillatore locale e non hanno altri mezzi per indicare la presenza di un segnale stereo.

Commutazione automatica MF MF stereo

È pensabile che non tutti gli ascoltatori stiano con lo sguardo fisso sull'indicatore di stereo, perciò alcuni fabbricanti hanno

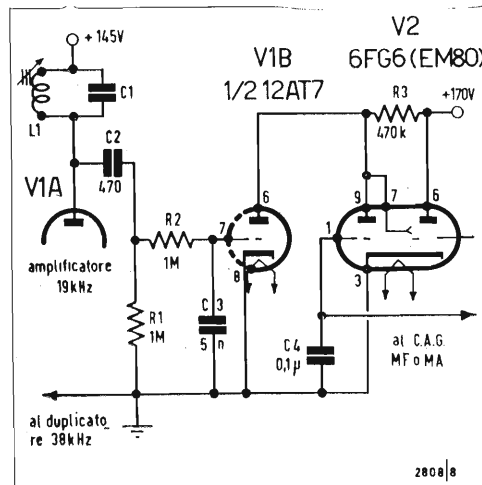



Fig. 76 - Indicatore di stereo a occhio magico del sintonizzatore mod. KN-245, Knight.

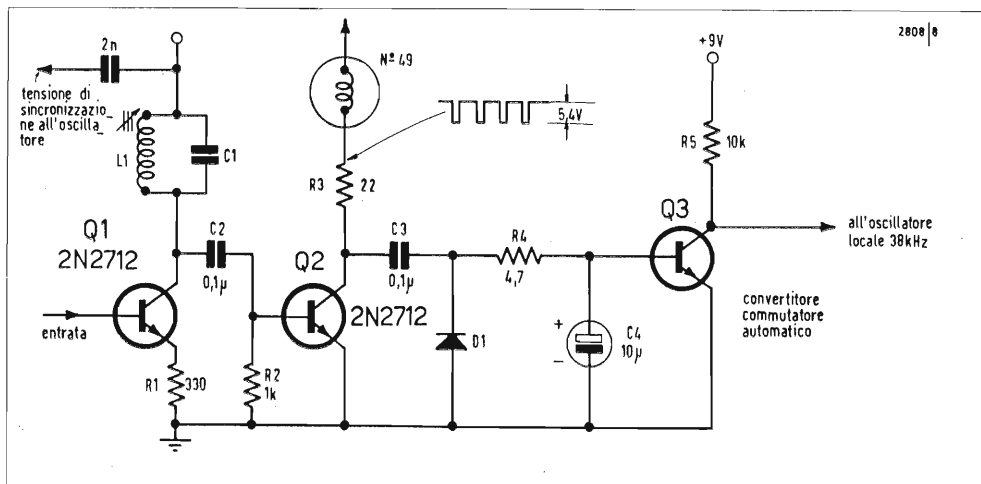



Fig. 77 - Circuito indicatore di stereo del ricevitore AR-13, Heat.

introdotto un altro perfezionamento circuitale noto come « commutazione automatica MF-MF stereo. Dai sintonizzatori e ricevitori provvisti di tale dispositivo si possono eliminare le posizioni MF-MF stereo dal relativo commutatore e conservare semplicemente una posizione per entrambe le funzioni. In altre parole, una volta che il ricevitore è accordato in MF, lo schema stesso decide se o no azionare i circuiti necessari per il funzionamento in stereo. Si tenga presente che se nel ricevitore non viene rigenerata la portante a 38 kHz, tutti gli schemi esaminati precedentemente restituiscono solo il segnale monofonico $S + D$. Nel caso di ricevitori con incorporati gli oscillatori locali, ciò significa che l'oscillatore locale deve essere disabilitato quando si riceve una trasmissione monofonica, mentre deve essere automaticamente abilitato quando si riceve un'emissione stereofonica. Nel caso di schemi privi di oscillatore locale, non sarà presente nel ricevitore la tensione di commutazione o portante a 38 kHz, se la stazione ricevuta non trasmette in stereo (cioè non emette il segnale pilota a 38 kHz). Come si vedrà tra poco nell'esaminare qualche circuito attuale, i costruttori devono fornire i loro ricevitori di circuiti accessori supplementari per assicurare la migliore ricezione. Riprendiamo lo stadio Q_3 di fig. 77. Gli impulsi continui, prima utilizzati per accendere la lampadina N. 49 vengono pure usati per alimentare il diodo D_1, attraverso C_3. D_1 con R_4, C_4 generano una tensione di polarizzazione alla base di Q_3. La conduzione di Q_3 altera la tensione del suo collettore in modo da polarizzare il transistore oscillatore locale (non rappresentato) per la conduzione e l'oscillazione. In questo caso, l'innesco dell'oscillatore costituisce la commutazione automatica da mono a stereo. Ci si può chiedere perchè sia necessario escludere l'oscillatore durante la ricezione monofonica. Invero, ciò non è necessario in sè e per sè, ma se si ritorna alla fig. 17 (curva di silenziamento di un tipico ricevitore MF stereo) si vede che il funzionamento nel modo stereo richiede caratteristiche più severe d'intensità di segnale per un dato valore di sensibilità di silenziamento MF. Allora, una stazione monofonica debolmente ricevuta, che produrrebbe un buon ascolto se ricevuta in monofonia, può produrre un suono di sturbato, se si tralasciano certi circuiti di ripristino stereo. Quindi, se la stazione non trasmette in stereo, che ragione ci sarebbe di ascoltarla con sovrapposto il disturbo, che esiste quando i circuiti sono predisposti per la ricezione stereofonica? Non essendovi alcuna ragione, quando si ascolta una radiotrasmissione monofonica con un apparecchio, che non possiede la commutazione automatica, bisogna utilizzare la posizione MF-mono del commutatore selettore di funzione, e non lasciarlo nella posizione MF-stereo.

Insistendo nella considerazione del segnale/disturbo, esaminiamo il controllo di soglia stereo adottato dalla Harman-Kardon nel suo mod. SR900 di ricevitore stereo. La fig. 79 riporta una parte del circuito. Normalmente, la commutazione da MF a MF-stereo avviene senza l'intervento di alcuno speciale circuito, poichè questo decodificatore amplifica e duplica il segnale entrante pilota a 19 kHz e sfrutta la risultante tensione a 38 kHz per la commutazione. In assenza di segnale pilota non c'è tensione di commutazione a 38 kHz e perciò non ci può essere funzionamento stereo in queste condizioni.

Consideriamo il caso molto frequente che una stazione trasmetta in stereo, ma sia ricevuta debolmente. In simili condizioni, una parte del segnale disturbante a 19 kHz sarebbe amplificata, raddoppiata in frequenza e avrebbe via libera ai circuiti stereo (demodulatori); il che condurrebbe ad una ricezione molto disturbata. Nello schema di fig. 79 è stata inclusa una posizione del commutatore detta MF Mono/stereologico. Q_2 è il normale stadio amplificatore a 19 kHz di questo schema. Se si riceve un segnale stereo sufficientemente intenso, una frazione del segnale composito viene applicata, attraverso C_5 ed R_6 a Q_2. Il circuito accordato di collettore isola il segnale a 19 kHz e lo invia al duplicatore, attraverso il trasformatore T_1. Si noti che il condensatore C_4 è connesso fra la base di Q_2 al terminale positivo di un diodo zener (D_2). Questo è un dispositivo, che presenta un'alta impedenza in un senso, quando sia polarizzato con una tensione minore della sua tensione di rottura (breakdown); se si supera questa tensione, il diodo si spezza letteralmente e acquista un'impedenza caratteristicamente bassa. Supponiamo che la tensione di rottura di D_2 in fig. 79 sia 14,1 V e che la tensione ricavata al cursore di R_1 e applicata all'elettrodo catodico di D_2 sia 14,3 V. In assenza di segnale l'elettrodo anodico di D_2 non riceve tensione continua, quindi D_2 si trova nella condizione funzionale di rottura; si forma così un corto circuito fra C_4, D_2, l'elettrolitico C_3 di 25 μF e la massa ogni volta che alla base di Q_2 viene applicato un segnale di audio frequenza. Perciò nessuna frazione del segnale composito (e

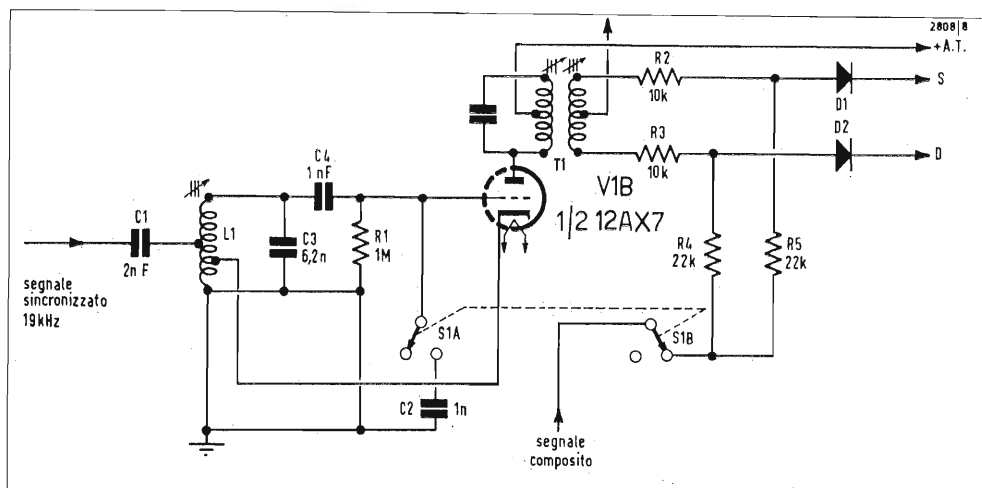
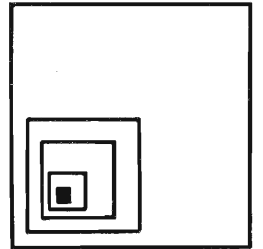
Fig. 78 - Generazione del segnale « fischio » del ricevitore Crestmark SR-100.

in particolare della componente a 19 kHz) può essere amplificata da Q_2 e i successivi stadi restitutori della portante rimangono inattivi.
In presenza del segnale FI in MF di 10,7 kHz, una parte di questa frequenza intermedia viene applicata al diodo D_1, attraverso C_1, alla resistenza R_4, al condensatore di filtro C_2 e a C_3. Allora, una certa tensione continua positiva risulta applicata all'elettrodo anodico del diodo zener D_2. Supponiamo che il segnale FI a 10,7 MHz sia di ampiezza sufficiente per produrre 0,3 V all'anodo di D_2; la tensione ai capi di D_2 diviene 14,3 − − 0,3 = 14 V, che non bastano a interrompere il diodo, che pertanto presenta un'alta impedenza, togliendo di fatto il corto circuito c.a. dalla base di Q_2 e permettendo la normale amplificazione del segnale a 19 kHz. Supponiamo inoltre che la stazione captata sia debole e che produca solo 0,1 Vc.c. all'anodo di D_2. Ai capi di questo diodo si hanno perciò 14,3 − 0,1 = 14,2 Vc.c. Il diodo seguita allora a funzionare nella sua condizione di rottura, poichè la tensione è maggiore dei 14,1 V richiesti per la rottura e le funzioni stereo del circuito non si possono svolgere. R_1 è detto « controllo di soglia stereo », poichè può essere predisposto per consentire la ricezione stereo di quelle sole stazioni stereo, che si ricevono con sufficiente intensità di segnale da fornire una ricezione buona ed esente da disturbi. Nella predisposizione MF stereo convenzionale del commutatore selettore di questo ricevitore, tale caratteristica non è utilizzata, per consentire all'ascoltatore di captare qualunque radiotrasmissione stereo indipendentemente dal rumore di fondo.
La fig. 80 è un esempio di circuito con esclusione del controllo di soglia in combinazione con un indicatore a spia luminosa. Qui Q_1 lavora analogamente al corrispondente stadio dei precedenti circuiti segnalatori: gli impulsi continui presenti al collettore di Q_1 servono a fare accendere la lampada N. 49. Gli stessi impulsi vengono applicati, attraverso C_1, al diodo D_3 funzionante da raddrizzatore per produrre una tensione positiva di 1 ÷ 1,5 V al punto comune di R_1 e R_3. Lo stadio Q_2 oscillatore a 38 kHz oscillerebbe in qualunque condizione, se non fosse per l'applicazione di una certa tensione negativa derivata dal sistema partitore di tensione costituito dalla resistenza R_7 di emettitore e da R_8. Normalmente la corrente di emettitore produrrebbe una tensione di circa − 0,5 V a questo elettrodo. La tensione di alimentazione fornisce − 1 V, per il totale di − 1,5 V, polarizzando Q_2 giusto intorno all'interdizione, impedendo l'innesco di oscillazioni. Quando si riceve un segnale stereo, la tensione positiva applicata all'emettitore di Q_2 dal nodo di R_2 e R_3 lavora in opposizione alla tensione negativa applicata allo stesso punto dal l'alimentatore a − 12 V attraverso R_8. La tensione netta risultante è allora riportata a circa 0,5 V e Q_2 oscilla, fornendo il segnale a 38 kHz, attraverso il trasformatore T_2 per la normale demodulazione stereo.
Questo circuito è evidentemente molto più economico del circuito di fig. 79, ma, come avviene in generale, la semplicità si paga con un inconveniente. C'è un intervallo d'intensità dei segnali (presso a poco fra un segnale molto debole e un segnale utile), per cui si forma una certa tensione continua positiva contrastante al nodo di R_2 e R_3, ma insufficiente a far sì che Q_2 divenga un oscillatore a 38 kHz di forte uscita e stabile. Se si ricevono stazioni con queste intensità critiche di segnali, l'oscillazione parziale di Q_2 può non arrivare a generare il segnale a 38 kHz di sufficiente ampiezza per effettuare la demodulazione indistorta dei segnali sinistro S e destro D. Questo è il motivo per cui il commutatore selettore in questo particolare ricevitore è provvisto

Fig. 79 - Circuito « MF stereologico » del mod. SR-900, Harman-Kardon.

di una posizione MF-Mono, che si può utilizzare se la ricezione stereo è debole o distorta in seguito a scarsa intensità del segnale.
Passiamo ora dal semplice schema ora descritto ad uno schema molto più elaborato, che in definitiva fa le stesse cose, ma con una precisione molto più alta. Ci riferiamo al circuito decodificatore multiplex progettato dalla Fisher Radio Corp, che lo ha adottato per molti suoi sintonizzatori e ricevitori MF stereo. La fig. 81 illustra lo schema parziale della sezione relativa alla commutazione automatica MF-MF stereo e all'illuminazione del segnalatore di stereo. La Fisher impiega questo circuito decodificatore sui suoi sintonizzatori e ricevitori sia a transistori, sia a tubi elettronici, nulla vieta infatti di effettuare questa duplice applicazione. A tutt'oggi s'incontrano schemi ibridi, dove una parte di circuiti originariamente progettati per i tubi elettronici è stata trasformata con l'applicazione dei semiconduttori; la cosa è perfettamente possibile quando si effettuino i necessari adattamenti di impedenze e si adeguino i livelli dei segnali fra i due tipi di circuiti.
L'elemento essenziale dello schema di fig. 81 è il potenziometro R_1 detto « controllo di sblocco ». Al cursore di R_1 è

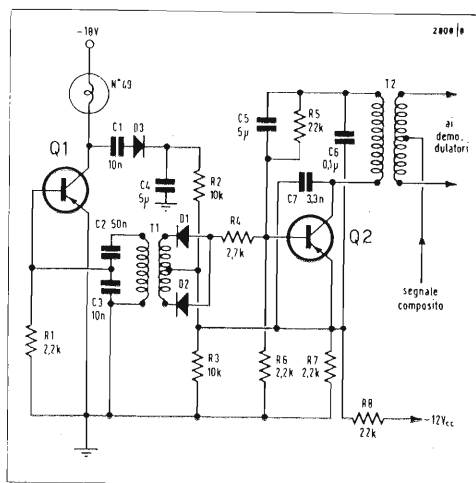



Fig. 80 - Commutatore stereo automatico del mod. CPS-12 Crestmark.

Fig. 81 - Circuito segnalatore di stereo e circuito automatico stereo del mod. 1249 Fisher.

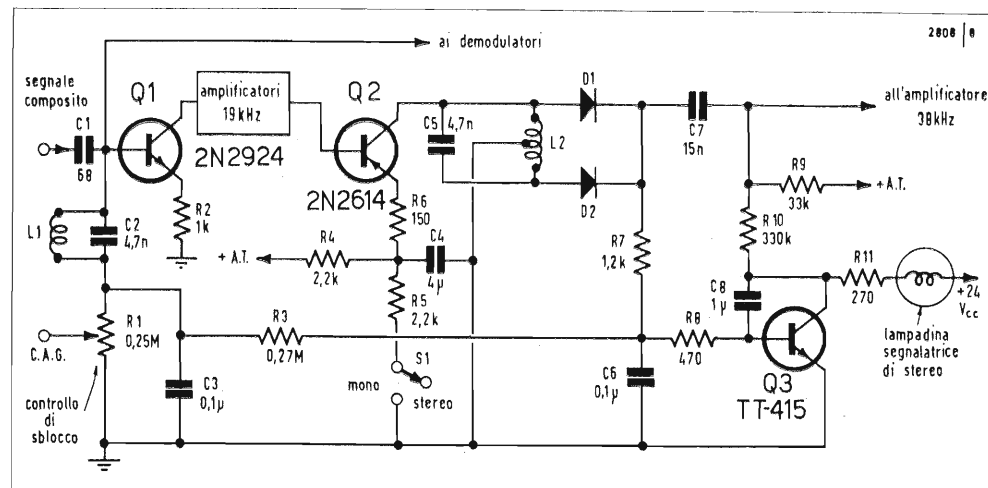
applicata la tensione di C.A.G. fornita da un apposito circuito (non riportato in fig. 81), che fornisce una tensione continua positiva in presenza di un segnale RF incidente. Il transistore Q_1, essendo polarizzato sull'emettitore e non avendo polarizzazione diretta di base, conduce minimamente fintanto che la tensione positiva di C.A.G. dovuta al segnale entrante non viene applicata alla sua base. In conseguenza, se il segnale RF ricevuto non ha ampiezza sufficiente, l'intera sequenza circuitale a 19 e a 38 kHz rimane inattiva ed il segnale composito è trasmesso ai demodulatori privo della tensione di commutazione. La ricezione, in questa condizione, è monofonica.

Nel sintonizzatore mod. 200 C Fisher ad esempio, il regolatore di sblocco C.A.G. è disposto in modo che un segnale RF modulato in frequenza di 4 µV è sufficiente a portare in conduzione Q_1, Q_2 e gli stadi amplificatori intermedi a 19 kHz, indicati con un'unica casella in fig. 81. Ora che questi circuiti sono attivi, la tensione a 38 kHz presente al punto comune dei diodi D_1 e D_2 arriva alla base di Q_3 amplificatore del segnalatore di stereo; la lampadina stereo allora s'illumina. Il commutatore S_1 « Mono-Stereo » nella posizione « Mono » disabilita permanentemente la possibilità di amplificare di Q_2 e serve per assumere il funzionamento monofonico, indipendentemente dal tipo di segnale incidente; ciò si ottiene polarizzando all'interdizione l'emettitore di Q_2, come avviene per l'appunto quando S_1 è in posizione mono. Il segnale multiplex composito normalizzato dalla FCC offre illimitate possibilità di circuiti automatici, perchè contiene il segnale pilota a 19 kHz, la cui presenza ha consentito ai progettisti di utilizzare i pochi mV del segnale a 19 kHz recuperato per realizzare varie funzioni di commutazione e segnalazione, che non hanno riferimento alla funzione principale di ricomposizione della portante a 38 kHz. Poichè il segnale a 19 kHz è chiamato a svolgere così tante funzioni nel ricevitore, è di grande importanza che gli enti radiotrasmittenti esercitino molta cura per il suo impiego.

Nulla è più scocciante per l'ascoltatore (e per il tecnico del servizio di assistenza) di avere la lampadina indicatrice di stereo accesa, i circuiti stereo in funzione (della qual cosa ci si può rendere conto avvertendo una variazione nel rumore di fondo) e non percepire alcun effetto stereo. Ciò può facilmente essere spiegato pensando che il tecnico dello studio trasmittente ha dimenticato di escludere la nota pilota a 19 kHz dalla trasmissione, quando è passato da una emissione stereo ad una monofonica.

La situazione reciproca può risultare anche maggiormente disturbante: l'annunciatore comunica che si sta trasmettendo in stereo, mentre la lampadina spia del ricevitore rimane spenta e la ricezione è manifestamente monofonica. Ciò avviene quando il tecnico in trasmissione dimentica di mettere in onda il segnale a 19 kHz. I due inconvenienti ora ricordati possono non essere assolutamente imputabili al ricevitore, ma possono essere provocati dalla negligenza del tecnico di trasmissione a controllare l'inserzione e l'esclusione del segnale pilota. Nei paesi dove la radiodiffusione stereo è in atto da vari anni, questi inconvenienti si verificano raramente, ma possono riapparire con i nuovi impianti e con le stazioni trasmittenti monofoniche in via di trasformazione a stereo.

(continua)

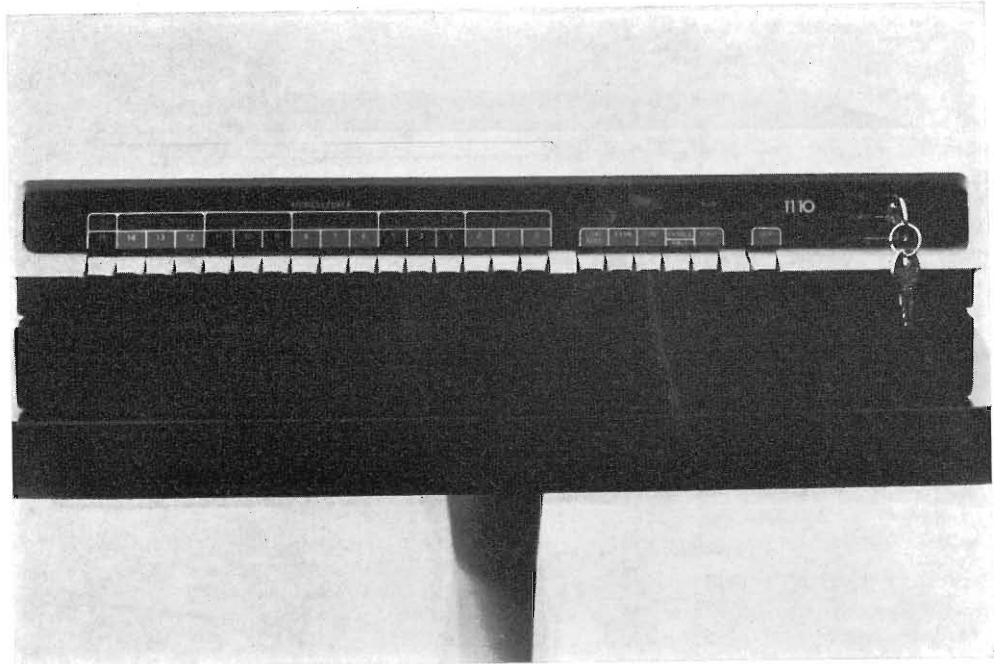
Notiziario

PTFE Elettrometallizzato per Induttori a « custom design »

L'impiego di induttori in Polyplate®, cioè di componenti con supporto in PTFE e conduttore in rame/argento etc. fatto aderire al substrato per elettrodeposizione (...senza elementi adesivi o cementanti), consente di disporre delle seguenti interessanti proprietà:

— minime perdite nel dielettrico per dissipazione, grazie ad un valore del fattore di dissipazione del supporto in PTFE estremamente basso (minore di 0,0003 da 60 Hz a 10 GHz);

— minime perdite per capacità distribuite, grazie alla costante dielettrica del PTFE notevolmente bassa (2,13 da 60 Hz a 10 GHz) che permette di limitare l'immagazzinamento di energia nel dielettrico a livelli minimi ed avere quindi minime capacità distribuite alle frequenze più elevate.

Gli induttori in Polyplate® sono impiegabili in un campo di temperature da —55°C a +200°C e, grazie all'originale tecnica di fabbricazione, presentano un'alta resistenza meccanica ad urti/vibrazioni/shocks. Sono resi disponibili dalla società costruttrice — la Polyflon Resine di Milano, gruppo Angst + Pfister — a « custom design » (secondo le particolari esigenze dimensionali e progetto dell'utilizzatore).

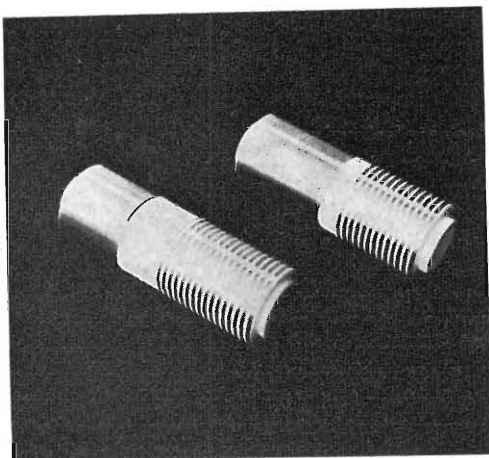
Il nuovo minielaboratore « End User » PDP-11/10 della DEC.

Reso disponibile dalla DEC il nuovo sistema elaborativo « End User »

Un completo sistema elaborativo specificatamente ideato per l'impiego in singole applicazioni quali raccolta dati di laboratorio ed analisi, controllo industriale, o quale minuscolo concentratore a distanza, è stato recentemente introdotto dalla Digital Equipment Corporation, con la sigla PDP-11/10.

Basato anch'esso sul concetto dell'UNIBUS — canale bidirezionale ad alta velocità — il PDP-11/10 è corredato da un set di istruzioni notevolmente ampio e presenta, come dotazione standard, una memoria da 8K a nuclei per parole da 16-bit, con velocità di 99 nanosecondi, incrementabile per gruppi da 8K fino ad un totale di 24K.

Quattro livelli di interruzioni automatiche di priorità sono stati forniti al sistema senza alcun costo aggiuntivo; vi sono stati inclusi, inoltre un dispositivo di protezione contro le improvvise interruzioni di energia, ed uno di riavvio automatico.

Tali interessanti dispositivi consentono ad un utilizzatore relativamente poco addestrato di accendere semplicemente l'apposito interruttore per far ripartire il programma in corso di elaborazione.

Per una accurata temporizzazione della macchina, il PDP-11/10 è stato provvisto di un « clock » — di tipo standard — operante in real-time, rendendo in tal modo l'ausilio elaborativo particolarmente adatto ad applicazioni in tempo reale e controllo di processo. Come dotazione standard sono pure presenti: una consolle per programmatore, quattro guide precablate per periferiche; ed una interfaccia sia per LA-30 DECwriter che per telescrivente.

Grazie al computer tessuti conformi alla moda anticonformista della massa

V. Luciani

Un altro campo di impiego industriale si è aperto in questi ultimi tempi all'elettronica; ed è, forse, il più sorprendente. Tutti sanno, infatti, quale e quanto prezioso sia il contributo che l'elettronica assicura alle moderne industrie sotto il duplice profilo dell'automazione e del controllo dei processi produttivi. Mai, però, prima d'ora, si era dato il caso che essa partecipasse « in prima persona » alla fattura del prodotto.

Siamo dunque di fronte ad una novità in senso assoluto. Una novità che, nella fattispecie, appare destinata a rivoluzionare i sistemi oggi in uso per la stampa dei tessuti sintetici e che non ha certo bisogno di credenziali giacchè ne sono protagonisti due dei maggiori complessi del mondo operanti, rispettivamente, nel ramo tessile e in quello elettronico: Montedison e IBM.

Connubio tra due giganti

L'incontro di questi due colossi ha reso possibile la messa a punto d'un procedimento d'avanguardia che, almeno per due versi, fa « tabula rasa » dei sistemi di stampa tradizionali. Esso, cioè, ci offre una gamma illimitata di soluzioni e, a nostro piacimento, realizza in concreto tutte quelle da noi prescelte di volta in volta.

Già da qualche mese i giornalisti specializzati nel settore dell'abbigliamento ne hanno avuto una esauriente esemplificazione, ma ben presto anche il largo pubblico potrà toccare con mano i risultati raggiunti e regolarsi di conseguenza, a proprio vantaggio.

Il procedimento è abbastanza semplice ed incredibilmente celere: basta immettere in uno speciale calcolatore, espressamente costruito dalla IBM, i dati relativi ad una figura geometrica prefissata e quindi, con opportune istruzioni, visualizzare mediante un video collegato all'elaboratore, tutte le variazioni possibili delle linee del disegno-base. Si determina così una sequenza di combinazioni sempre diverse che noi potremo interrompere a comando per « fissare l'attimo ») in cui l'immagine ci parrà particolarmente adatta per diventare il disegno definitivo da stampare sul tessuto.

Notevole vantaggio economico

In altre parole è il « robot » che svolge il lavoro, ma è l'uomo che ne dirige la esecuzione: è l'operatore che, col suo gusto estetico, si vale del suggerimento elettronico per arrivare all'optimum creativo, combinando i colori, intrecciando le composizioni più semplici finché gli sarà dato conseguire lo scopo desiderato, cioè la elaborazione di un disegno di particolare effetto, sempre estroso e a volte assai bizzarro — come la moda del giorno d'oggi esige — o addirittura psichedelico.

Ma, a parte queste considerazioni di natura estetica, molti si chiederanno quale sia il vantaggio pratcio dello sfruttamento del computer nel ramo dell'industria tessile rispetto ai procedimenti del passato e tuttora in vigore. Si sa che per quanto le idee possono apparire brillanti, la loro traduzione in fatti tangibili e su larga scala dipende da un unico, eterno fattore: la incidenza dei costi. E' questo l'elemento che condiziona tutti gli altri. Ebbene anche da tale punto di vista la innovazione Montedison-IBM segna un notevole passo in avanti dal quale traggono beneficio tanto il produttore quanto, in prospettiva, il consumatore. Infatti, se si considera uno dei tessuti convenzionale a stampa oggi in commercio e le voci che concorrono nella definizione del suo prezzo (l'onere derivante dall'impiego di un bravo tecnico e le altre spese che l'iter del processo di lavorazione comporta nelle sue varie e complesse fasi), è chiaro anche al profano che un analogo manufatto stampato su disegno sempre disponibile e con rapidità quasi istantanea comporta un costo assai minore.

S'intende che l'operatore chiamato a svolgere un siffatto lavoro deve essere all'altezza del compito, cioè possedere non soltanto le cognizioni di disegno tecniche richieste ad un « designer » del ramo, ma anche una sufficiente dimestichezza con il sofisticato mondo dei « computer ». Ed è necessario aggiungere che la giusta interpretazione del messaggio grafico trasmesso dal calcolatore lascia insoluto il problema di fondo; va intesa, insomma, come una tappa, sia pure importantissima, da cui partire per raggiungere l'obiettivo.

Il metodo « Diabaino »

La IBM ha fornito l'apparecchiatura per arrivarvi nelle migliori condizioni, ma a questo punto tutto si sarebbe arenato se i ricercatori del settore tessile Montedison non avessero a loro volta « inventato », sul piano operativo, un sistema di stampaggio ottimale, ossia da permettere di sfruttare in pieno le possibilità offerte dalla nuova acquisizione elettronica nel trattamento dei tessuti sintetici (specialmente quelli di fibra poliestere, oppure altri di composizione poliammidica o all'acetato di cellulosa).

Questo nuovo metodo si chiama « Diabaino » e consente di poter raffigurare anche disegni estremamente sottili con contorni netti e brillanti, non più attraverso un processo di corrosione o altre tecnologie tradizionali, ma per via termica, per mezzo del vapore. Un sistema davvero innovatore, dunque, e di grande resa economica dato che la stampa applicata direttamente sul tessuto semplifica l'uso e la scelta dei colori, riducendone il quantitativo da impiegare ed eliminando i vari passaggi obbligati dell'iter di lavorazione dei vecchi procedimenti. E tutto ciò a tacere dei risultati ottenuti sotto il profilo estetico o, meglio, dal punto di vista del gradimento di potenziali consumatori che si contano a milioni specialmente tra le giovani leve.

E' stato così che la IBM e la Montedison, ciascuna per la parte di propria spettanza, hanno saputo assicurare all'industria tessile un nuovo modo di esprimersi conforme all'anticonformismo — ci si passi il bisticcio — degli orientamenti più caratteristici di questa nostra « civiltà dei consumi », la quale, anche, e forse soprattutto nel vestire impone la moda dello stravagante o per lo meno dell'insolito. E, per di più, in modo di esprimersi che trova a sua realizzazione in tessuti a stampa altamente competitivi in un mercato aperto ai più vasti strati della collettività.

■

La valutazione dei piani finanziari

Il programma « Planning Systems Generator II » (PSG II) della IBM offre un metodo semplice e veloce per valutare i piani finanziari; consente di organizzare i dati, stabilire la logica di elaborazione e stampare tutti i documenti necessari. Il PSG può analizzare una vasta gamma di problemi di pianificazione; tra questi, le previsioni di bilancio, i piani strategici e operativi, le analisi di redditività, la pia-

nificazione delle retribuzioni, la valutazione di nuovi investimenti di capitale.
L'utente indica, mediante il linguaggio Fortran, le operazioni logiche e aritmetiche da eseguire; il programma controlla le istruzioni, organizza tutte le operazioni di immissione-emissione e mette a disposizione una « libreria » di funzioni di pianificazione (ad esempio, il calcolo del tasso di sviluppo composto) che possono essere impiegate in modo semplice e immediato.
Eventuali errori vengono registrati dal programma senza provocare l'immediato arresto dell'elaborazione in corso; è inoltre possibile la stampa di tutta una serie di documenti e di vari grafici e diagrammi.

■

Nuovi raddrizzatori al silicio veloci

Con i tipi BY 192.. BY 195, BY 196.. BY 199, la ITT offre due nuove famiglie di raddrizzatori al silicio veloci, che sono disponibili rispettivamente in involucri metallici 101 A2 ed in involucri di plastica DO-13.

La loro applicazione principale è come diodi di recupero nella deflessione orizzontale dei ricevitori TV bianco e nero e colore.

Le caratteristiche principali sono:
corrente nominale media 4 A (BY 192.. BY 195) 1,2 A (BY 196.. BY 199)
Tensione di picco periodica 100..800 V
Tempo di commutazione 0.5 μs.

■

Oscilloscopio 1062 della ITT Metrix

La ITT Metrix ha introdotto recentemente un nuovo oscilloscopio doppia traccia, il modello 1062.

Questo strumento portatile, ad elevate prestazioni, presenta una larga banda passante dalla continua ai 60 MHz sui due ingressi verticali Y 1 e Y 2.

E' particolarmente indicato per i laboratori, la messa a punto e la manutenzione di circuito logici ed analogici ad alta frequenza; il suo tempo di salita è di 5,8 ns e consente l'osservazione di fenomeni molto rapidi.
Il sistema orizzontale è dotato di una base di tempo principale e di una base di campo ritardata, entrambe calibrate da 0,1 μs/cm a 1 s/cm. Un'espansione di 10 permette una scansione di 10 μs/cm.
L'amplificatore orizzontale ha una banda passante dalla continua a 4 MHz ed una sensibilità da 120 mV/cm a 1.2 V/cm in guadagno x 10 o 12 mV 120 mV/cm in guadagno ÷ 10.
Una modulazione in luminosità può essere impiegata per mezzo di un segnale esterno di 2 Vcc, il tempo di salita è dell'ordine di 70 μs e la resistenza d'ingresso di 5 kohms.
Un generatore di onde quadra di 1 kHz di 60 mV e 600 mV di livello consente di calibrare l'oscilloscopio e compensare le sonde.
Il tubo catodico ha un reticolo di 8 x 10 cm. Una post-accelerazione di 12 Kv permette una grande velocità della traccia per i segnali di degole rapporto ciclico.

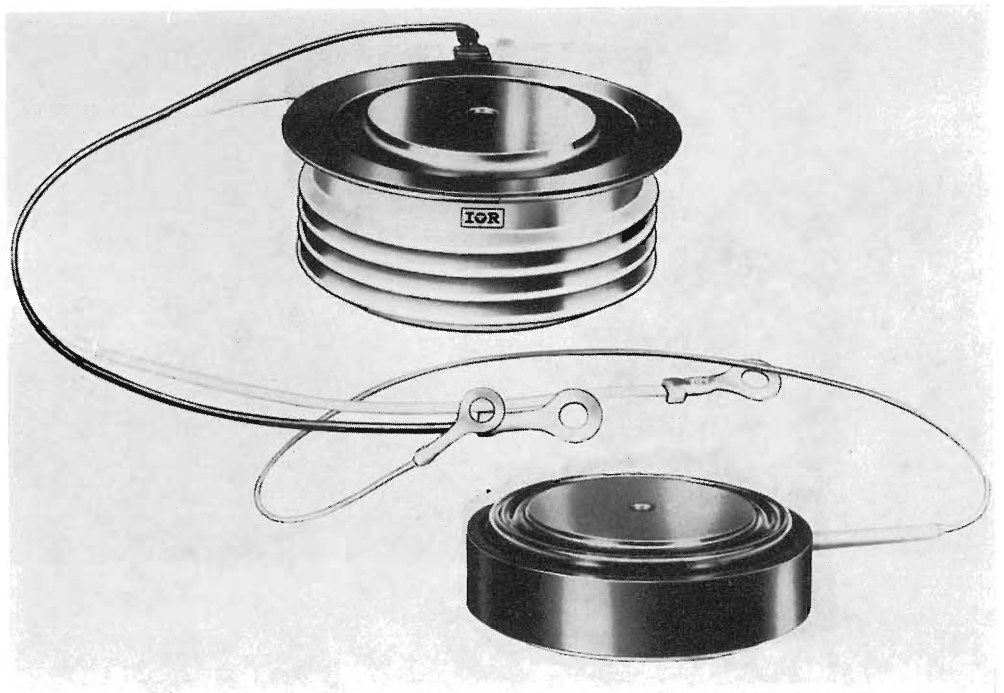
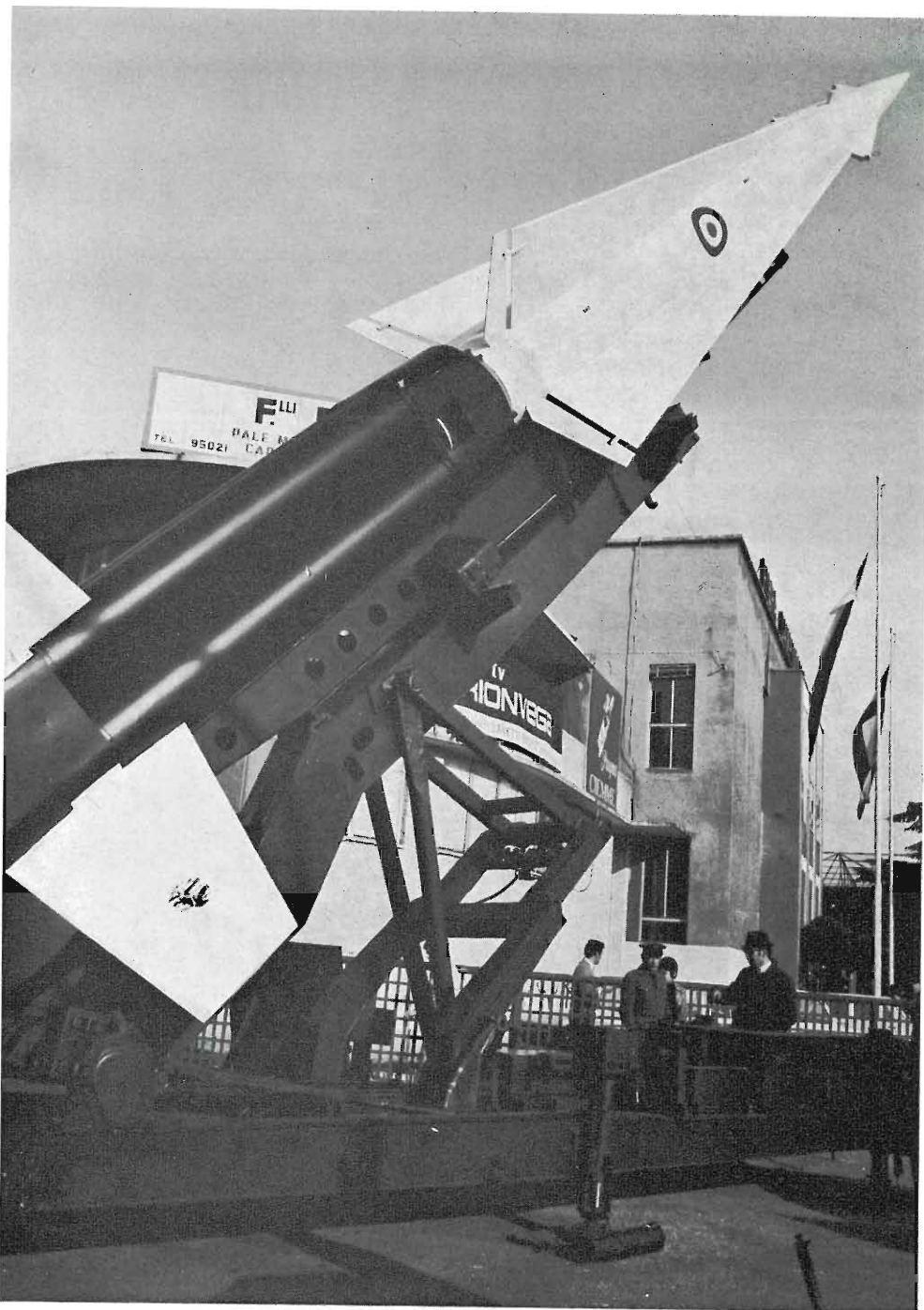
Thyristor di potenza - Hockey Puk

La International Rectifier presenta due nuovi thyristor di potenza Hockey Puk da 785A_{rms} con elevato I^2t ed ottime capacità di surge.

Sono disponibili con contenitore in ceramica (serie 500PA) o in contenitore in plastica (serie 501PA).

Entrambe hanno I^2t di 420000 A^2sec. ed una corrente di surge per un ciclo di 9160 A.

La tensione da 50 a 600V_{rrm} / V_{dsm} rende questo prodotto adatto per applicazioni su controllo motori c.c. in bassa e media tensione, per i processi di trattamento dei metalli, galvanica e saldatrici operanti in c.c.

Questi dispositivi vengono forniti sciolti, oppure montati su radiatore raffreddato ad aria o ad acqua, oppure montati in assemblaggi completi.

Scorcio dell'esposizione dei mezzi militari. Missile « Nike Hercules » a guida elettronica.

Successo dell'8ª Fiera Nazionale del Radioamatore e dell'Elettronica

Si è svolta a Pordenone, con un intenso affusso di visitatori e di esperti del settore (15 mila presenze in tre giorni), l'8ª edizione della Fiera Nazionale del Radioamatore e dell'Elettronica.

Anche quest'anno la Manifestazione ha avuto luogo nei locali di quella che viene ormai definita la vecchia sede, in quanto l'Ente Fiera sta per strutturarsi in una nuova organizzazione, che prenderà vita nel quartiere fieristico di via Dogana, dove sorgeranno, su una superficie di 100 mila metri quadrati, padiglioni idonei alle Manifestazioni che l'Ente svolge (la Fiera Nazionale del Radioamatore e dell'Elettronica in marzo, la Campionaria generale nel periodo agosto-settembre, il Salone del Turismo Invernale nel periodo ottobre-novembre).

Questa del Radioamatore e dell'Elettronica è un'Esposizione che da anni viene promossa d'intesa con l'Associazione Radiotecnica Italiana e che sempre più rivela i caratteri di una iniziativa interessante per le utili implicazioni che il settore viene ad avere nel campo della vita applicativa.

Il flusso dei visitatori ha incluso praticamente tutto l'arco della Penisola, ma in particolare sono giunti a Pordenone radioamatori dal Settentrione, mentre un folto numero di ospiti è arrivato anche dalle vicine Austria e Jugoslavia, nazioni contermini al Friuli-Venezia Giulia, dove si contano ormai numerosi radioamatori.

La cerimonia inaugurale ha visto presente, a nome del Governo, il Sen. Gustavo Montini, Sottosegretario di Stato alla Difesa, che ha tagliato il nastro d'accesso ai padiglioni di esposizione.

Con l'occasione sono intervenuti anche l'Esercito e l'Aeronautica Militare, con una serie di moderne apparecchiature elettroniche, quali: mezzi corazzati dotati di apparecchiature radio, centrali di tiro con radar, batterie missili, fotoelettriche per l'illuminazione dall'esterno, missile « Nike Hercules », missile A.A. AIM-7 SPARROW, missile A.A. AIM-9 SIDEWINDER.

Le giornate della Rassegna del Radioamatore e dell'Elettronica si sono con-

cluse a Pordenone anche con una visita delle Autorità alla Scuola di elettronica dell'I.N.I.A.S.A., che trova in Pordenone sempre maggiori consensi per i tecnici che prepara nel campo delle applicazioni dei mezzi ricetrasmittenti e delle apparecchiature in uso nel settore industriale.

■

L'Italia detiene il negativo « primato » degli infortuni dovuti all'elettricità

In un Convegno tecnico ad alto livello è emerso che nel nostro paese ancora non si è creata una coscienza del pericolo delle folgorazioni, tanto più necessaria quanto maggiormente si espande l'uso degli elettrodomestici - Diffidare degli elettricisti dilettanti - Le voci d'allarme di un rappresentante dell'industria e dell'Ente Prevenzione Infortuni - Donne e bambini sono in maggioranza fra le vittime dei sinistri casalinghi - Gli incidenti mortali in Italia sono il doppio di quelli nei paesi stranieri.

Norme rigorose per la produzione di apparecchi elettrici; educazione degli utenti; qualificazione del personale addetto alle installazioni; controlli periodici sullo stato d'uso degli impianti: questi sono i requisiti essenziali per prevenire gli ormai sempre più frequenti infortuni mortali dovuti alla corrente elettrica e, specialmente, ai cortocircuiti. In questo settore l'Italia detiene il primato europeo — sempre, come ovvio, relativamente alla sua popolazione — delle sciagure mortali dovute alla corrente elettrica: dal 1961 al 1970 circa 5 mila sono stati coloro — per lo più donne e bambini — che hanno perso la vita a causa della elettricità. Decine e decine di migliaia sono i sinistri avvenuti in questo periodo: facendo la media delle sole sciagure denunciate si ha, in un decennio, la cifra di circa 40 mila.

Infine, a parte i danni agli impianti ed alle apparecchiature, l'Italia, come dicevamo, detiene il triste record delle disgrazie comunque dovute alla elettricità: esattamente il doppio dei paesi stranieri nei quali la incidenza di infortuni consimili è stata più forte. Nello stesso tempo, in Italia, la percentuale di spesa per l'impianto elettrico riferito al costo totale della costruzione è tra le più basse dei paesi europei: 0,50 per cento. Infatti, in molte abitazioni, specie quelle costruite in economia, le installazioni sono di qualità scadente. Le cifre che abbiamo elencato sono purtroppo esatte essendo frutto di uno studio dell'ENPI (Ente Nazionale Prevenzione Infortuni) e delle elaborazioni statistiche dell'ISTAT.

Sul problema della sicurezza degli impianti elettrici e sul sempre crescente progresso tecnologico del settore — anche in rapporto allo sviluppo sempre più intenso dell'utenza elettrica e quindi, potenzialmente, ad un pericolo sempre maggiore per chi usa impianti inadeguati, o di questi non conosce a fondo il funzionamento — si è svolto a Roma un Convegno organizzato dalla Bassani Ticino, la maggiore industria europea per la produzione di strumenti a bassa tensione, con l'intervento dei dirigenti , tecnici dell'ENPI e di esponenti dell'Unione Nazionale Consumatori. Erano anche presenti il dott. G.B. Preda, presidente dell'ENPI; il dott. Ermanno Bassani Antivari, presidente della Bassani Ticino, e il segretario generale dell'Unione Nazionale Consumatori, dott. Vincenzo Dona.

I lavori, che sono stati preceduti da una conferenza stampa cui hanno partecipato anche giornalisti provenienti dall'estero, ha visto la partecipazione di operatori delle categorie più interessate allo svilupppo della industria elettrica: architetti, ingegneri, arredatori, periti elettrici ed elettronici, installatori, manutentori, commercianti. Dall'incontro è emerso con chiarezza che il progresso raggiunto ha introdotto nuovi concetti di comfort e di benessere: decine di nuovi apparecchi elettrodomestici, radio, televisori, registratori, giradischi, ferri da stiro, lavatrici, scaldabagni, ecc. (l'elenco sarebbe troppo lungo) sono entrati nelle case a tutti i livelli sociali determinando un enorme aumento nell'utilizzazione dell'energia elettrica il cui consumo cresce di anno in anno. Si è quindi venuto a creare un nuovo e sempre più frequente rapporto — che potremmo chiamare « fisico » — fra l'utente e la sorgente elettrica che anima la miriade di elettrodomestici ed altri tipi di apparecchi che ormai condizionano l'esistenza di tutti. Il pubblico è preparato e, soprattutto, è « difeso » a sufficienza in questo nuovo e sempre più intenso tipo di rapporto? Le apparecchiature di cui dispone — sia quelle che azionano gli elettrodomestici, che le installazioni a muro (prese di corrente, spine, spinotti multipli, raccordi, ecc.), che i contatori, fino a che punto lo garantiscono da una manovra sbagliata nell'uso dell'apparecchio, da un difetto tecnico degli impianti, da uno sbalzo di corrente, insomma da un qualsiasi imprevedibile incidente?

Questo è stato il punto focale intorno al quale si sono svolti gli interventi dei relatori. Per gli impianti elettrici è stato evidenziato che esistono delle norme che, a detta degli esperti, sarebbero sufficienti: si tratta delle norme CEI (Comitato Elettrico Italiano) che indicano i requisiti degli impianti, la tecnica e l'obbligatorietà dei collaudi, le norme di manutenzione ed altri dettagli. Fatta la legge, però, non c'è alcun obbligo di osservarla. Ecco perché — essendo state le norme CEI giudicate incomplete ed insufficienti, è necessaria una speciale legislazione che potrebbe, ad esempio, affidare ad un ente come l'ENPI di imporre l'osservanza delle norme ritenute indispensabili per l'incolumità degli utenti.

Tutto questo, però, non è sufficiente, ha messo in risalto la signora Ornella Vagge, dirigente della Bassani Ticino, se non si creano apparecchiature che rispondano allo scopo e siano esse stesse una garanzia, indipendentemente dall'uso che se ne fa. In questo senso la Società (23 miliardi di fatturato, una produzione di circa 800 mila pezzi al giorno e 3 mila articoli in catalogo) ha creato un Centro di Studio e di Ricerca con ben 200 ricercatori per il quale investe annualmente circa 500 milioni, vale a dire il due per cento del fatturato. Con questo programma a vasto respiro la società può affrontare i problemi della sicurezza degli impianti che sono alla base della produzione. « Primi in Italia — ha detto la signora Vagge — abbiamo introdotto le "presespine" di sicurezza ed il "salvavita", e ci battiamo sempre perché gli impianti elettrici siano realizzati con coscienza e competenza ».

L'ing. Zerilli, uno dei dirigenti tecnici dell'ENPI, ha messo in risalto l'importanza e la gravità del problema special-

mente in relazione al costante aumento di attrezzature elettriche di uso sia civile che industriale, nonché al diffondersi ed all'estendersi in tutto il paese di macchinari e di impianti fino a poco tempo fa circoscritti in aree ben definite, ed al contatto sempre più frequente, da parte di persone a digiuno di qualsiasi conoscenza tecnica, di impianti con apparecchiature elettriche e con sorgenti di forza motrice. « E' sufficiente pensare — ha detto l'ing. Zerilli — alle donne ed ai bambini a contatto nelle case, con gli elettrodomestici, ed al nuovo proletariato industriale proveniente dalla campagna ».

« Inoltre in Italia — ha continuato l'ing. Zerilli — c'è una carenza assoluta nell'impiantistica civile per quanto riguarda la progettazione ed il collaudo degli impianti, anche per opere di notevole impegno, mancando l'obbligo della qualificazione professionale degli installatori. Chi ha un minimo di esperienza nel campo degli impianti elettrici sa benissimo che spesso si trovano installatori aventi scarsa conoscenza (e talvolta coscienza) professionale; sa che ancora in moltissime abitazioni gli impianti elettrici sono realizzati con coduttori direttamente annegati nelle pareti sa che le sezioni dei conduttori di fase sono spesso decisamente sottodimensionate; che i quadretti di distribuzione, quando esistono, sono talmente pasticciati da rendere a volta impossibile il riconoscimento dei conduttori di fase; dei conduttori di terra e dei neutri ».

« Oggi, ha detto ancora l'ing Zerilli, esistono solo tre albi di installatori qualificati (a Milano, Genova e Torino), ma noi vorremmo che questa qualificazione fosse estesa a tutta Italia, e condizionata da un accertamento della capacità dell'installatore e ratificata dal rilascio di una specie di patentino analogo a quello oggi rilasciato agli ascensoristi. fuochisti, conduttori di caldaie a vapore, ecc. ».

« Per concludere ha detto l'ing. Zerilli, nel dichiarare la completa disponibilità dell'ENPI per attività di consulenza che possono aiutare a risolvere problemi di progettazione, di esecuzione e di esercizio, si auspica una legislazione più aderente alle attuali e pressanti esigenze del settore, ed una maggiore responsabilizzazione professionale da parte degli installatori e dei manutentori per un uso più sicuro degli impianti elettrici ».

Luce al buio con « Crofon »

Grazie alla guida di luce « Crofon » della Du Pont i guidatori delle nuove Citroën modelli « D » 1972 (ad eccezione del modello D Spécial) non si troveranno in difficoltà per trovare al buio la sede della chiavetta di accensione. Una lampada a basso consumo situata all'interno del cruscotto portastrumenti si accende quando si accendono le luci di posizione e genera luce che viene guidata mediante un tubicino di fibre ottiche esattamente sopra la sede della chiave di accensione.

Questa soluzione, scelta dai tecnici della Citroën, elimina la necessità di una seconda lampada con relativo zoccolo di fissaggio.

La casa automobilistica francese prevede di aumentare l'impiego delle guide di luce nei suoi modelli per permettere la localizzazione immediata al buio dell'accendisigari e del portacenere.

Le guide di luce sono economiche e semplificano il montaggio, poiché una sola lampada situata in posizione facilmente accessibile consente di illuminare molti punti situati in posizioni differenti. Un minor numero di lampade a bordo riduce inoltre il consumo di corrente assorbita dal generatore.

Le guide di luce « Crofon » sono composte di numerose fibre di plastica fasciate insieme casualmente entro una camicia di polietilene. Il polietilene protegge efficacemente le fibre ottiche dall'attacco chimico del carburante, olio lubrificante, liquido dei freni e solventi per vernici.

Il « Crofon » resiste a temperature continue di esercizio di 80°C.

La facilità di montaggio delle guide di luce è messa in evidenza dall'impiego delle spinette ad innesto con cui esse vengono fissate al cruscotto che è fornito dalla Società Jaeger di Parigi.

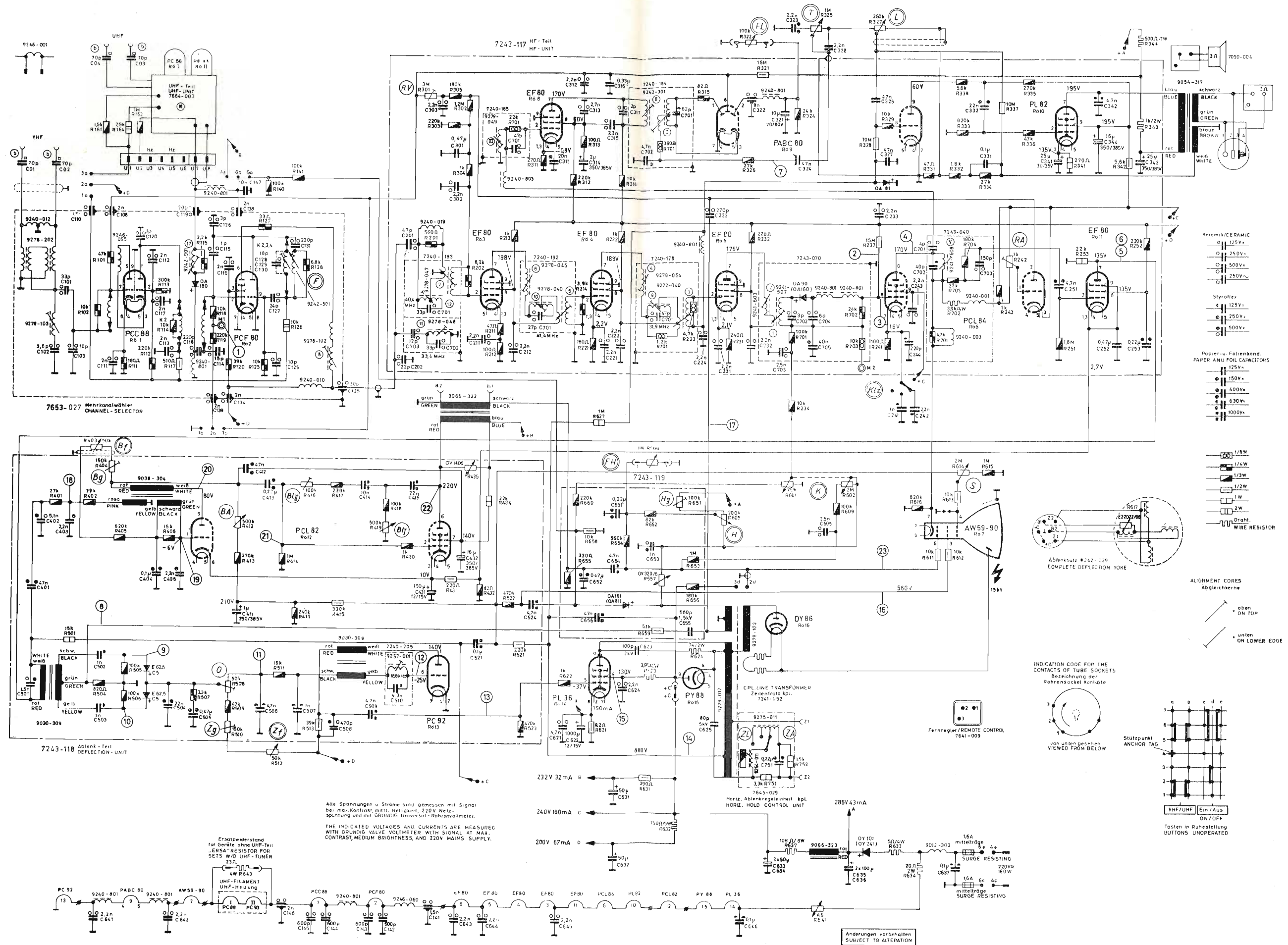
La società Jaeger impiega guide costituite da fasci composti da 48 fibre da 0,25 mm di diametro.

Ogni fibra consiste in un nucleo di metacrilato di polimetile rivestito con un polimero trasparente a più basso indice di rifrazione. La differenza tra i due indici di rifrazione consente alla luce di propagarsi lungo il nucleo trasparente in seguito alle numerose successive riflessioni interne.

Cruscotto portastrumenti della Citroën « D ».

Grazie alle guide di luce « Crofon » i proprietari della Citroën « D » non devono faticare per trovare al buio la sede della chiavetta d'accensione.

Archivio schemi

mod. 59 T 105

Schema elettrico del ricevitore di TV grundig mod. 59T105

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI
E PARTI STACCATE
PER RADIO E TV
TRANSISTORI

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

seleco®
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA
COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

emme esse
Via Moretto 44 - 25025 MANERBIO (BS)
Antenne TV - miscelatore - amplificatori a transistor - convertitori per frequenze speciali - accessori vari per installazioni TV.

BOSCH **Impianti centralizzati d'antenna Radio TV**
EL-FAU s.r.l. 20133 MILANO
VIA OSTIGLIA, 6 TEL. 74.90.221

FRINI ANTENNE

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR
S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

antenne, amplificatori e materiali per impianti TV
20154 MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

APPARECCHIATURE
AD ALTA FEDELTA'
REGISTRATORI

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Artophonic di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250

MILANO

Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia

Via Carnevali, 107

20158 Milano - Tel. 370.811

Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HiFi
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO

Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09

Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO

Via dei Malatesta, 8

Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.

Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma

Via Salaria, 981
Telefono 837.091

Televisori, Radio, Autoradio

CONDOR - Milano

Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

S.p.A.

Via L. Cadorna, 61

VIMODRONE (Milano)

Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DU MONT

Radio and Television - S.p.A. Italiana

80122 - NAPOLI

Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano

Via Mecenate, 86

Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma

Via di Tor Corvara, 286

Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano

Via Lovanio, 5

Radio, TV, Giradischi

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano

Via Montenapoleone, 10

Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano

20099 Sesto S. Giovanni

Viale Italia 1
Tel. 24.76.751 - 24.76.634 - 24.77.241

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano

Via Petitti, 15

Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45

Telefono 4225911

Televisori componenti radio

ELECTRONICS

Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici

LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano

Viale Puglie, 15

Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano

Via Nerino, 8

Telefono 803.426

CONDENSATORI RESISTENZE

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

Lenco
LENCO ITALIANA S.p.A.
60027 Osimo (Ancona) Tel. 72803
giradischi e complessi Hi-Fi - meccaniche per mangianastri - micromotori a c.c. e c.a.

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici: 20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RAPPRESENTANZE ESTERE

BELOTTI ING. S. & DR. GUIDO
Piazza Trento 8 - 20135 MILANO
Tel. 54.20.51 (5 linee)-54.33.51 (5 linee)

Strumenti elettrici di misura
Costruzioni elettriche

Stati Uniti - Weston, Esterline Angus, Sangamo, Biddle, Non Linear System, PRD Electronics.
Inghilterra - Evershed-Megger, Tinsley, Wayne Kerr, Foster, Record:
Germania - Zera, Jahre, Elektrophysik, Schmidt & Haensch, Fischer.
Giappone - Anritsu, Iwatsu, Takeda Riken.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avolgim. radio elettrice

◆

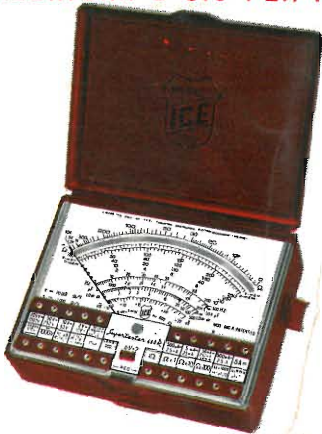
Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

MILANO ICE ITALY

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a
Rivelatore di 100 Megaohms.
REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura.
Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico.
Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 14.850** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R**: **amaranto**; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* **MOD. 662 I.C.E.** Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 8.200** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

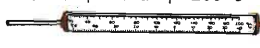
VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.** Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 14.850** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 4.800** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 9.400** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)
Prezzo netto: L. 3.600

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!
Prezzo netto: L. 4.800

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale: da — 50 a + 40 °C e da + 30 a + 200 °C
Prezzo netto: L. 8.200

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.
Prezzo netto: L. 2.900 cad.